ПРИЛОЖЕНИЕ К ЖУРНАЛУ

# РАДИО

# ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ ПОСЛЕДНИХ ЛЕТ

Юбилейный сборник · По страницам журнала

РАДИО 70
1924-1994

МАЛОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ „СИМВОЛ-Р"

ПРИЛОЖЕНИЕ К ЖУРНАЛУ "РАДИО"

*Выпуск 12*

# ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ ПОСЛЕДНИХ ЛЕТ

**Юбилейный сборник·По страницам журнала**

г. МОСКВА
МП "СИМВОЛ-Р" и РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА "РАДИО"
1994

ББК 32.84
Л87

Лучшие конструкции последних лет. Сборник (Приложение к журналу «Радио»).
Л87 Составители: **А.М.Нефедов, А.Л.Мстиславский.** М.: МП «Символ-Р» и редакция журнала «Радио», 1994 — 96 с.

ISBN 5-86955-006-8

В сборнике три раздела: аудио-, видеоустройства, измерительная техника. Каждый раздел содержит описания конструкций для повторения, схем, узлов. Даны технологические советы, приведены дополнительные сведения, содержащие ответы авторов статей на вопросы радиолюбителей.

Л $\frac{2303040500-002}{ОС6(03)-94}$ без объявления ББК 32.84

Редакторы **А.В.Гороховский, И.С.Балашова**
Технический редактор **О.Л.Сиркина**
Художественный редактор **А.С.Журавлев**
Корректор **Н.В. Козлова**

ISBN 5-86955-006-8 

Подписано в печать 22.07.1994 г. Формат 60x84/8.
Бумага типографская. Гарнитура Таймс. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 11,12. Уч.-изд. л. 18,00. Тираж 25000 экз.Заказ 2103

Малое предприятие «Символ-Р», 103045, Москва, Селиверстов пер., д.10.

Набрано и отпечатано в ИПК «Московская правда», г. Москва, ул.1905, д.7.

# СОДЕРЖАНИЕ

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый вниманию читателей сборник радиолюбительских конструкций, опубликованных в последние годы в журнале «Радио», возрождает работу, которая была предпринята более 10 лет назад издательством «Радио и связь» совместно с редакцией журнала «Радио». Она завершилась выпуском трех сборников «Радио» — радиолюбителям». Издаваемые тиражами в несколько сотен тысяч экземпляров, они пользовались большим и, думается, заслуженным успехом у читателей. И это в то время, когда тираж самого журнала «Радио» составлял около 1 млн экземпляров. В те сборники отбирались конструкции, завоевавшие популярность среди большого числа радиолюбителей. Об этом мы судили по многочисленным письмам читателей и высказываниям на читательских конференциях.

Редакция журнала «Радио» и МП «Символ-Р», издавая нынешний сборник, выражают надежду, что он, как и его предшественники, найдет своих читателей, поможет им выбрать из большого числа конструкций, опубликованных в разные годы на страницах журнала «Радио», наиболее удачные как по электрическим параметрам, так и конструктивным решениям.

Редакторы и составители сборника А.М.Нефедов и А.Л.Мстиславский, с привлечением в ряде случаев авторов статей, тщательным образом вновь проанализировали все помещаемые здесь описания конструкций, в схемы и текст внесли необходимые исправления, уточнения и коррективы.

Еще до перестройки редакция журнала «Радио» неоднократно предпринимала попытки начать издавать в виде приложений к журналу «Радио» брошюры и книги по темам, актуальным для широких кругов читателей, интересующихся радиотехникой и электроникой. К сожалению, в ту пору подобные вопросы решались не редакцией, а высокими директивными органами, а точнее — соответствующими отделами ЦК КПСС. Лишь после начала реформ, когда, в частности, средствам массовой информации были даны немалые права, которые еще совсем недавно могли рассматриваться, по крайней мере, как крамольные, наша редакция смогла приступить к реализации своей давней задумки.

В 1991 г. редакция журнала «Радио» совместно с МП «Символ-Р», образованным при нашем участии, начала выпуск литературы, которая очень скоро завоевала популярность читателей.

А теперь, пожалуй, о главном, связанном с выпуском настоящего сборника.

Читатели «Радио» и многие радиолюбители знают, что в августе 1994 г. в истории журнала отмечается весьма крупная дата — 70 лет с начала его выпуска. Семь десятилетий — срок немалый для периодических изданий. Все годы издания журнала его редакция, редколлегия, авторский актив стремились к тому, чтобы журнал был постоянным помощником и советчиком для многих тысяч своих читателей. Письма, в большом количестве поступавшие в редакцию, подтверждают, что журнал «Радиолюбитель» (20-е годы), его преемники журналы «Радиофронт» (30-е годы) и «Радио» (послевоенные годы) во многом справлялись с этой задачей.

На счету нашего с вами журнала (независимо от его названия) немало полезных и интересных для радиолюбителей начинаний. Это и освоение основ радиотехники и радиоконструирования, приобщение радиоэнтузиастов к работе в любительском коротковолновом (с 1925 г.), а в дальнейшем и ультракоротковолновом диапазонах, изучение особенностей проведения связей на этих волнах, освоение и внедрение в аппаратуру новых радиоламп (с оксидным катодом, тетродов, пентодов, затем — ламп с металлическим баллоном), а в 50-е годы транзисторов и других полупроводниковых приборов — в этом немалая заслуга журналов «Радиофронт» и «Радио». На счету редакции организация заочных радиолюбительских выставок (середина 30-х годов), которые в послевоенные годы переросли во всесоюзные очные выставки творчества радиолюбителей-конструкторов.

Журнал «Радио» активно содействовал радиофикации страны. В 50-е годы он всячески поддерживал и широко пропагандировал движение радиолюбителей, взявшихся за строительство любительских телевизионных центров. По инициативе журнала тысячи радиолюбителей приняли активное участие в работе по составлению карты электропроводимости почвы на территории СССР. Этот чрезвычайно важный технический документ для различных отраслей народного хозяйства был создан в исключительно короткие сроки. Журнал «Радио» своими публикациями непосредственно способствовал подготовке радиолюбителей к приему сигналов первого в мире ИСЗ (1957 г.).

Особой страницей вошел в историю журнала «Радио» 1975 г. При редакции был сформирован общественный комитет по созданию и запуску любительских спутников связи. Уже в октябре 1978 г. первые любительские ИСЗ были выведены на орбиту. В активе редакции и большая работа по оборудованию любительской радиостанции на борту космического орбитального комплекса «Мир». Мы вправе гордиться и тем, что в стенах редакции многие космонавты проходили подготовку к работе в любительском эфире. В их числе Муса Манаров, Сергей Крикалев и др.

Перечислено лишь немногое из того, что делала редакция со своим активом по развитию радиолюбительства, приобщению энтузиастов радио к освоению новых направлений радиоэлектроники, расширению их технического и теоретического кругозора.

Но главной для нас всегда оставалась задача — дать на страницах журнала «пищу» для самостоятельного творчества, конструирования. В свое время видный популяризатор науки и техники В.Орлов весьма точно высказался, что журнал «Радио» надо читать с паяльником и карандашом в руках. Этому принципу журнал стремится следовать и теперь, в наше нелегкое время, когда в силу многих причин, в первую очередь, экономических трудностей, заниматься радиоэлектроникой как хобби становится делом весьма сложным.

Тем не менее редакция с надеждой смотрит в будущее. Переживаемые сейчас трудности — дело временное, такого же мнения придерживаются многие наши читатели. Вновь возродятся возможности активно заниматься радиолюбительством и изобретательством для многих энтузиастов радио. Ведь непреходящее увлечение радиотехникой, насчитывающее многие десятилетия, объясняется тем, что радиотехника и электроника — одна из интереснейших и прогрессивнейших областей человеческой деятельности. Ведь не случайно огромные успехи науки, техники, культуры второй половины XX века во многом базируются на достижениях радио и электроники. Еще более значительную роль в жизни человечества радио и электроника будут играть в наступающем XXI веке.

Вот с такими мыслями редакция журнала «Радио» и МП «Символ-Р» предлагают вам, дорогие читатели, сборник, выпускаемый специально к 70-летию журнала «Радио». Сборник содержит описания более 30 конструкций по таким популярным разделам, как видеотехника, звукотехника и измерительная техника. Мы надеемся, что этот сборник придется вам по душе. С нетерпением ждем от вас отзывов о нем и ваши предложения по выпуску аналогичных изданий по другим разделам журнала.

Желаем вам успехов в радиолюбительском творчестве и счастья!

**А. ГОРОХОВСКИЙ,**
**Главный редактор журнала «Радио»,**
**А.ГРИФ,**
**Директор МП «Символ-Р»**

ВИДЕОТЕХНИКА

# ПУЛЬТ И ДЕШИФРАТОР СДУ НА ИК ЛУЧАХ

## ПУЛЬТ УПРАВЛЕНИЯ

Некоторые модели телевизоров последних разработок укомплектованы системами дистанционного управления на ИК лучах [1]. Они обычно состоят из трех функциональных узлов: пульта управления, формирующего сигналы команд и передающего их по каналу ИК связи, фотоприемника, преобразующего принятое ИК излучение в электрические сигналы команд, и дешифратора, расшифровывающего и распределяющего их по соответствующим цепям управления телевизором. Повторение таких систем радиолюбителями сдерживается необходимостью применения малодоступных больших интегральных микросхем, составляющих основу пульта управления и дешифратора.

Предлагаемое для радиолюбителей устройство (рис.1) собрано на микросхемах широкого применения и отличается от известных [2—4] существенным упрощением пульта управления, дешифратора и устройства сопряжения, достигнутым за счет сокращения числа передаваемых команд и использования новых схемных решений. Устройство обеспечивает передачу восьми команд для управления телевизором: переключение телевизионных каналов по кольцу в сторону увеличения или уменьшения их номера и увеличение или уменьшение яркости, насыщенности и громкости, причем при уменьшении громкости до нуля происходит выключение телевизора. Кроме того, изменение громкости отображается на экране телевизора в виде яркого штриха, появляющегося в его верхней части во время этого процесса и перемещающегося вправо при увеличении или влево при уменьшении уровня. Визуализация регулировки громкости — дополнительное удобство, позволяющее установить желаемый уровень звучания даже в паузах.

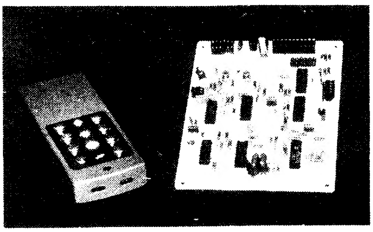


Рис. 1

Информация о передаваемой команде содержится в импульсных посылках ИК излучения, представляющих собою пакеты из восьми служебных импульсов и одного информационного, располагаемого в зависимости от передаваемой команды вблизи одного из служебных импульсов, как показано для примера на рис. 2, осц. 3. Расшифровка принятых посылок заключается в выделении информационного импульса, обнулении им счетчика-дешифратора и подсчете числа служебных импульсов, начиная с информационного. При этом на одном из выходов счетчика появляется сигнал, соответствующий передаваемой команде. Такой принцип передачи информации позволяет обойтись без тактового генератора в дешифраторе, делает систему некритичной к параметрам передаваемого сигнала и позволяет применить эффективную систему помехозащиты.

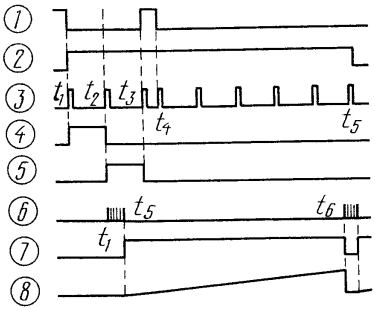


Рис. 2

Длительность импульсов в передаваемых пакетах — 15...20 мкс, период следования служебных импульсов — 1...1,6 мс, интервал времени между служебным и информационным импульсом — 300...350 мкс. Период повторения пакетов — 0,4...0,6 с. При таких параметрах посылок и питании от батареи 4...4,5 В (три элемента 316) пульт потребляет ток менее 1 мА, а в дежурном режиме — менее 1 мкА.

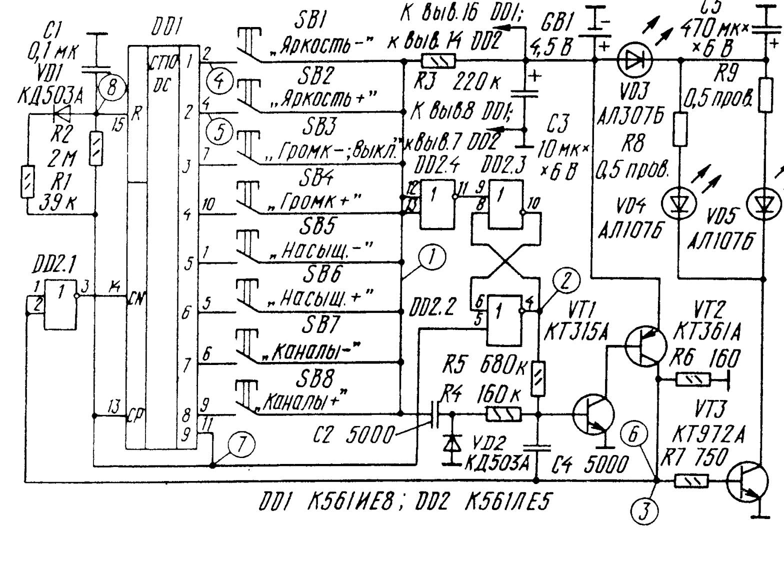
Принципиальная схема пульта управления изображена на рис. 3. Он состоит из счетчика DD1, кнопок подачи команд SB1—SB8, инверторов DD2.1, DD2.4, RS-триггера DD2.2, DD2.3, генератора импульсов на транзисторах VT1, VT2, цепи C2VD2R4, обеспечивающей сближение информационного импульса со служебным, узла обнуления счетчика на элементах R1, R2, VD1, C1, усилителя мощности на транзисторе VT3 и диодов VD4, VD5 ИК излучения.

В исходном состоянии на всех выходах счетчика DD1 присутствуют уровни 0. RS-триггер находится в нулевом состоянии, при котором на его выходе (вывод 4 элемента DD2.2) будет также уровень 0, запрещающий работу генератора импульсов. Транзистор VT3 усилителя мощности закрыт, ИК излучения нет.

При нажатии на одну из кнопок (например SB3) входы инвертора DD2.4 оказываются подключенными к одному из выходов счетчика (в нашем случае к выводу 7). Напряжение на входах инвертора уменьшается (см. рис, 2, осц. 1, момент $t_1$), а на его выходе появляется уровень 1, переключающий RS-триггер в единичное состояние (рис. 2, осц. 2). Уровень 1 на выходе триггера запускает генератор. Формируемые им положительные импульсы с резистора R6 (рис. 2, осц. 3) инвертируются элементом DD2.1 и поступают на вход CN счетчика, и он начинает считать эти импульсы. На его выходах поочередно появляются также положительные импульсы длительностью, равной периоду входных (рис. 2, осц. 4, 5).

В момент $t_3$ уровень 1 возникает на выходе 3 счетчика (вывод 7). Через замкнутую кнопку SB3 этот уровень воздействует на входы инвертора DD2.4, на его выходе и, следовательно, на входе RS-триггера напряжение падает. Так как на выходе 9 (вывод 11) счетчика и на втором входе (вывод 5 элемента DD2.2) RS-триггера присутствует уровень 0, состояние триггера не меняется и генератор продолжает работать. Однако положительный импульс с выхода 3 счетчика через переходную цепь C2VD2R4 поступает на базу транзистора VT1, вследствие чего интервал следования очередного импульса уменьшается (рис. 2, осц. 1, 3 ), вызывая сближение информационного импульса ($t_4$) со служебным. Дальше импульсы формируются со служебным периодом.

Рис. 3



В момент $t_5$ (рис. 2, осц. 3, 6) уровень 1 появляется на выходе 9 (рис. 2, осц. 7) и, следовательно, на входе CP счетчика и на втором входе RS-триггера. Поскольку на первом входе триггера также присутствует уровень 1, то он переключается и на его выходе уровень падает (рис. 2, осц. 2) на время, пока на выходе 9 счетчика действует уровень 1. При этом генератор и счетчик перестают работать. В результате будет сформирована одна посылка, в которой информационный импульс расположен после третьего служебного.

Если кнопку SB3 не отпускать, то конденсатор C1 начинает медленно заряжаться через резистор R2 (рис. 2, осц. 8). Примерно через 0,4 с ($t_6$) напряжение на входе R счетчика достигает уровня сброса и он устанавливается в нулевое (исходное) состояние. Падение уровня на выходе 9 счетчика (рис. 2, осц. 7) восстанавливает уровень 1 на выходе триггера. Генератор снова запускается и формирует следующую посылку. И так до тех пор, пока не будет отпущена кнопка SB3. Период следования посылок определяется постоянной времени цепи R2C1.

Сформированные пакеты импульсов с резистора R6 поступают на базу выходного транзистора VT3, в коллекторной цепи которого включены светодноды VD4 и VD5. При этом энергия, накопленная конденсатором C5 за время между посылками, создает большой импульсный ток через светодиоды (около 1 А) и они излучают импульсные ИК посылки.

Зарядка конденсатора C5 происходит через светодиод VD3 в интервалах между посылками. Зарядный ток, протекая через светодиод VD3, вызывает его свечение. По его вспышкам можно судить об исправности пульта и о состоянии батареи питания. Поскольку скважность посылок очень велика, ток, потребляемый пультом от источника питания, очень мал (1 мА).

Пульт можно питать и от батареи «Крона» (9 В) и т.п., что несколько повышает дальность его действия. При этом светодиоды VD4 и VD5 должны быть включены последовательно, резисторы R8 и R9 исключены, а параметры формируемых посылок подстраивают так, как будет рассказано ниже. Однако применение батарей типа «Крона» нежелательно из-за относительно быстрой их саморазрядки (4...6 мес).

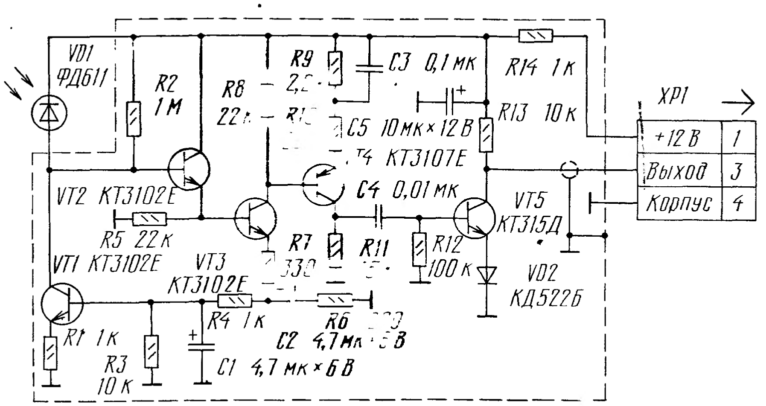



Рис. 4

# ДЕШИФРАТОР КОМАНД

Фотоприемник для СДУ целесообразно собрать по известной типовой схеме, изображенной на рис. 4. Он принимает ИК излучение, формирует и усиливает пакеты импульсных посылок.

Принципиальная схема дешифратора показана на рис. 5. Он состоит из селектора информационных импульсов (VT1, DD3.2, DD5.2), счетчика-распределителя (DD2), формирователя сигналов защиты от помех (DD1, VT2, DD4.1), формирователя импульсов переключения программ (VD3, VD4, VT3, DD5.1, DD6, DD7), трех емкостных цифроаналоговых преобразователей (DD3.1, DD4.2, VT4; DD3.3, DD4.3, VT5; DD3.4, DD4.4, VT6), устройства выключения телевизора (VT10, K1, VD12), формирователя импульсов индикации громкости (DD5.3, DD5.4, VT7) и индикатора прохождения команд VD13.

Импульсы отрицательной полярности, приходящие с фотоприемника, инвертируются элементом DD3.2 (рис. 6, осц. 1) и запускают одновибратор, собранный на RS-триггере DD5.2 с времязадающей цепью обнуления R1C1VD1. На выходе одновибратора формируется серия импульсов (рис. 6, осц. 2), которые интегрируются цепью R2C2 (на осциллограмме показано штриховой линией) и поступают на эмиттер транзистора VT1. На его базу воздействуют неинвертированные отрицательные импульсы с фотоприемника. Как видно на осциллограммах 1 и 2, все служебные импульсы приходят на базу транзистора в моменты, когда на его эмиттере присутствует очень малое напряжение. В результате на его коллекторе ничего не формируется. Во время поступления информационного импульса транзистор открывается и на резисторе R6 в его коллекторной цепи выделяется отселектированный импульс положительной полярности (рис. 6, осц. 3), который используется для обнуления счетчика DD2.

Счетчик-распределитель DD2 работает в режиме, когда на его вход CN подано напряжение питания. В этом случае он считает отрицательные перепады импульсов (рис. 6, осц. 2, 4—6), поступающих на вход CP с одновибратора.

Несмотря на то, что число импульсов (при любой команде) равно восьми, результат счета будет определяться положением информационного импульса в посылках. В нашем примере, после первых трех служебных импульсов произойдет обнуление счетчика информационным импульсом (рис. 6, осц. 3) и, следовательно, результат счета определится шестью отрицательными перепадами импульсов одновибратора следующих после обнуления. То есть, высокий логический уровень (в интервале $t_2$ — $t_4$) появится на вых. 6 счетчика DD2 (рис. 6, осц. 12). При нажатии на пульте кнопки SB4 уровень 1 появится на вых. 5 и т.д. В табл. 1 указаны состояния счетчика DD2 (номер выхода с уровнем 1) в зависимости от передаваемой команды.

С целью улучшения помехозащищенности системы на вход R счетчика DD2 через резистор R8 подано высокое блокирующее напряжение. Поэтому счетчик начинает функционировать только при замыкании электронного ключа DD4.1, открывающего доступ сигнала от селектора информационных импульсов к этому входу. Работой ключа DD4.1 управляет формирователь сигналов защиты от помех, основным элементом которого является счетчик DD1.

Формирователь сигналов защиты от помех вырабатывает импульсы разрешения работы счетчика-распределителя и прохождения сигналов с его выходов по соответствующим каналам обработки команд. Основным элементом формирователя служит счетчик DD1. На его вход CN поступают принятые командные посылки положительной полярности, импульсы которых он и считает.

При отсутствии помех после девятого импульса посылки на выходе 9 возникает уровень 1 (рис. 6, осц. 8, момент $t_2$). Напряжение на входе R счетчика начинает медленно расти (рис. 6, осц. 9) за счет зарядки конденсатора C3 через эмиттерный переход открытого транзистора VT2. Примерно через 0,3 с оно достигает уровня сброса счетчика (момент $t_3$ на осц. 8, 9). Счетчик обнуляется и готов к приему следующего пакета импульсов.

...Постоянная составляющая импульсного напряжения с выхода 9 МС DD1, выделенная фильтром R7C4 и вызывает замыкание ключа DD4.1. Помехозащищенность СДУ улучшается также стробированием каналов обработки сигналов команд, импульсами, образующимися в коллекторной цепи транзистора VT2 (рис. 6, осц. 10). Отрицательный перепад напряжения на выходе 9 МС DD1 вызывает разрядку конденсатора C3 по цепи:

Таблица 1

| Команда (кнопка пульта) | Сигнал на выходе DD2 |
|---|---|
| Яркость - (SB1) | 8 |
| Яркость + (SB2) | 7 |
| Громкость - (SB3) | 6 |
| Громкость + (SB4) | 5 |
| Насыщенность - (SB5) | 4 |
| Насыщенность + (SB6) | 3 |
| Каналы - (SB7) | 2 |
| Каналы + (SB8) | 1 |

выход счетчика, VT2, C3, резистор R9. Образующиеся при этом отрицательные импульсы запирают транзистор VT2, вследствие чего в его коллекторной цепи формируются положительные импульсы разрешения прохождения команд по каналам обработки (рис. 6, осц. 10).

При наличии помех, когда число импульсов в посылках может отличаться от девяти, или (что вероятнее) при поступлении непрерывного ряда импульсов от осветительных приборов, на выходе счетчика образуется либо уровень 0, либо короткие импульсы. В обоих случаях нет условий для формирования разрешающих сигналов и каналы обработки сигналов команд закрыты.

Кроме того, в момент $t_3$ (рис. 6, осц. 9) конденсатор C3 разряжается через резистор R9, диод VD2 и выход 9 счетчика DD1, а напряжение на нем закрывает транзистор VT2. В результате в коллекторной цепи последнего после каждой посылки формируется положительный импульс (рис. 6, осц. 10), разрешающий работу каналов обработки сигналов команд.

Основным элементом формирователя импульсов переключения телевизионных каналов (точнее, программ) служит реверсивный

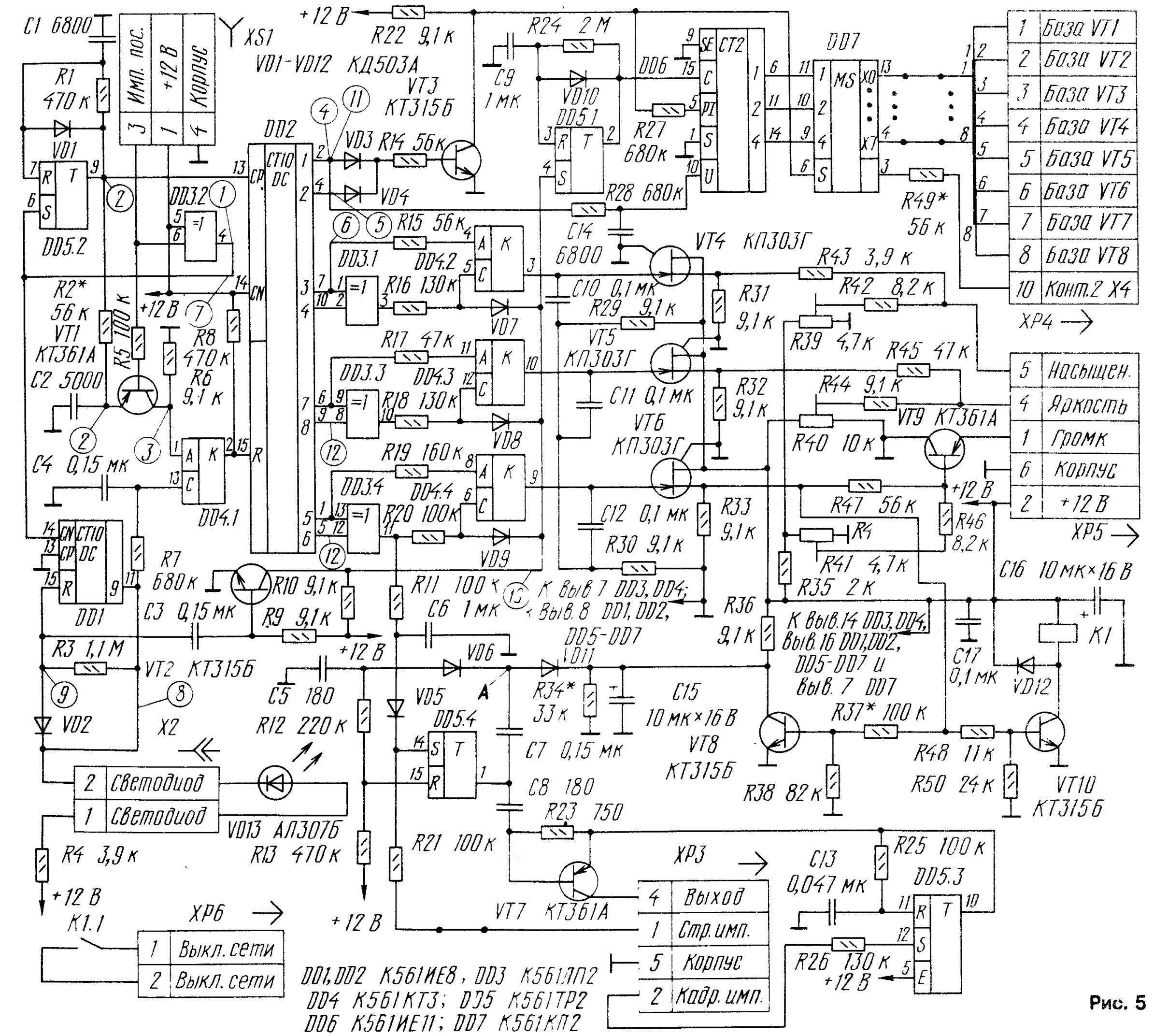



Рис. 5

счетчик DD6. Импульсы, приходящие на его вход C, определяют темп переключения программ. Период следования разрешающих импульсов (0,4 с) для этой цели неприемлем. Поэтому в формирователь введен одновибратор на RS-триггере DD5.1 с времязадающей цепью обнуления R24C9VD10, работающий в режиме делителя частоты. Изменяя постоянную времени цепи R24C9, можно менять коэффициент деления частоты и, следовательно, задавать желаемый темп переключения программ.

На вход изменения направления счета U счетчика DD6 поступает сигнал с выхода 1 счетчика-распределителя DD2. На этом входе будет уровень 1 при нажатии на кнопку SB8 пульта и, следовательно, счет будет вестись в сторону увеличения. Если же нажать на кнопку SB7, то на выходе 1 счетчика DD2 возникнет уровень 0 и счет будет происходить в сторону уменьшения.

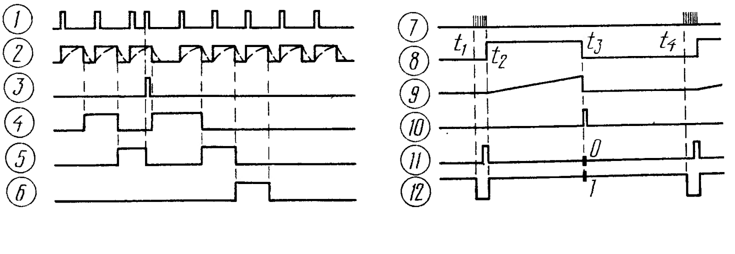
Для предотвращения работы счетчика DD6 при нажатии любой другой кнопки, кроме SB7 и SB8 (случай, когда на выходах 1 и 2 счетчика DD2 одновременно присутствуют уровни 0), элементы VD3, VD4, VT3 формируют сигнал запрета счета.

С выходов счетчика DD6 сигналы переключения программ в двоичном коде поступают на управляющие входы микросхемы DD7, работающей в режиме демультиплексора. Она распределяет напряжение по восьми каналам. Поскольку электронные ключи мультиплексора DD7 — двунаправленные, это позволяет подключить СДУ к телевизорам с различными устройствами сенсорного выбора программ (СВП). На рис. 5 показана схема сопряжения дешифратора с устройством УСУ-1-15. Контакты 1–8 разъема XP4 должны быть подсоединены к базам транзисторов VT1–VT8 устройства, а на контакт 10 нужно подать напряжение +12 В.

Сопряжение СДУ с устройством СВП-4-1 или СВП-4-5 — сложнее, поскольку оно коммутирует высокое напряжение 60 В. Поэтому для защиты мультиплексора нужно использовать ограничительную диодную матрицу, включаемую вместо перемычек, соединяющих выходы микросхемы DD7 с контактами разъема XP4 (на плате в следующей части статьи детали матрицы показаны штриховыми линиями). В этом случае контакт 10 разъема XP4 должен быть соединен с базой транзистора VT11 устройства СВП-4, контакты 1–6 разъема XP4 — с выводами 16, 10, 11, 13, 14, 15 микросхемы D4 устройства, а сопротивление резистора R49 должно быть увеличено до 100...500 кОм.

Команды, посылаемые кнопками пульта SB1–SB6, используют для создания аналоговых сигналов управления яркостью, насыщенностью изображения и громкостью звука. Это делают три одинаковых емкостных

Рис. 6



цифроаналоговых преобразователя. Рассмотрим для примера работу канала регулировки яркости изображения.

При нажатии на кнопку SB2 команды «Яркость +» на выходе 7 микросхемы DD2 в интервале времени от $t_2$ до $t_4$ (рис. 6, осц. 12) присутствует уровень 1 (на остальных выходах счетчика — уровень 0). На выходе элемента «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» DD3.3 также будет уровень 1. При поступлении разрешающего импульса (рис. 6, осц. 10) электронный ключ DD4.3 замыкается и накопительный конденсатор C11 подзаряжается через резистор R17. При длительной подаче команды «Яркость +» электронный ключ периодически замыкается, в результате чего конденсатор C11 ступенчато заряжается. В интервалах времени между разрешающими импульсами и при отсутствии сигнала команды электронный ключ разомкнут (состояние Z), а конденсатор C11, не имея цепи разрядки, в течение длительного времени сохраняет накопленный заряд. Напряжение, получаемое при этом на выходе истокового повторителя на транзисторе VT5, обеспечивает необходимую большую яркость изображения.

При нажатии на кнопку SB1 («Яркость—»), как и в предыдущем случае, электронный ключ DD4.3 будет периодически замыкаться, поскольку на выходе элемента DD3.3 опять повторяется уровень 1 с выхода 8 счетчика DD2. Однако теперь на его выходе 7 будет уровень 0, в результате конденсатор C11 будет ступенчато разряжаться. Следовательно, яркость изображения будет уменьшаться.

В момент включения телевизора желательно, чтобы система автоматически устанавливала средние (нормированные) уровни регулировки. Это достигается подключением нижних (по схеме) обкладок конденсаторов C10—C12 к делителю R29R30. При включении телевизора напряжение с делителя через конденсаторы C10—C12 оказывается приложенным к затворам транзисторов VT4—VT6 истоковых повторителей, что и обусловливает установку нормированных уровней, от которых и начинается регулировка при подаче команд с пульта управления.

Выключение телевизора с пульта обеспечивается уменьшением громкости звука до нуля. С этой целью телевизор дорабатывают по одному из двух вариантов в соответствии со схемами на рис. 7. Параллельно контактам пусковой кнопки SB2 (рис. 7, а), устанавливаемой в телевизор, через разъем XS6 подключены контакты K1.1 реле K1. Если при этом включить выключатель сети телевизора и нажать пусковую кнопку SB2, телевизор включается, подается напряжение питания на СДУ, автоматически устанавливаются нормированные уровни регулировок и на истоке транзистора VT6 появляется напряжение около 6 В. При таком напряжении открывается транзистор VT10, реле K1 срабатывает и его контакты K1.1 замыкаются, блокируя контакты пусковой кнопки SB2, которую поэтому можно отпустить.

При необходимости выключения телевизора с пульта уменьшают громкость до нуля, напряжение на истоке транзистора VT6 уменьшается до 2 В, транзистор VT10 закрывается, контакты K1.1 реле K1 размыкаются, симистор VD1 закрывается и телевизор выключается.

Второй вариант доработки (рис. 7, б) отличается тем, что функцию пусковой кнопки выполняет выключатель сети телевизора. Это, конечно, удобнее, однако при выключении телевизора размыкается лишь один провод сети, тогда как в первом варианте (рис. 7, а) при выключении телевизора его выключателем этот недостаток отсутствует.

Регулировочные напряжения, сформированные СДУ, поступают на выводы управления микросхем соответствующих каналов телевизора. Однако диапазоны их изменения в разных каналах и различных телевизорах

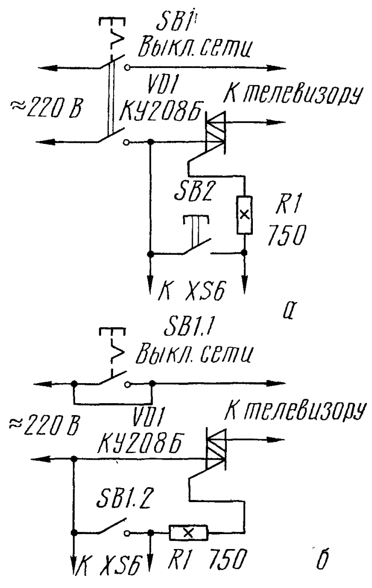



**Рис. 7**

существенно отличаются. Так, в телевизорах УПИМЦТ для регулирования яркости от минимума до максимума достаточно на выводе управления микросхемы изменять напряжение в пределах 4,7...5,5 В, а на истоке транзистора VT5 (рис. 5) напряжение меняется в пределах 2...10 В. Поэтому для получения требуемых диапазонов и крутизны (скорости) регулировок в СДУ введены цепи согласования на резисторах R39—R47. Крутизна регулировок уменьшается введением делителей на резисторах R42—R47, а среднее значение в диапазонах регулировок, как более критичный параметр, устанавливают подстроечными резисторами R39—R41.

Громкость звука в телевизорах УПИМЦТ регулируется шунтированием управляющей цепи микросхемы переменным резистором. Так как на выводе микросхемы напряжение равно +3,5 В, для обеспечения регулировки введен транзистор VT9. При изменении напряжения на базе он шунтирует цепь микросхемы, чем и достигается регулировка громкости. В случае сопряжения СДУ с телевизором ЗУСЦТ на эмиттер транзистора VT9 нужно подать напряжение питания через резистор сопротивлением 9,1 кОм.

Основным элементом формирователя импульсов визуализации процесса регулировки громкости служит одновибратор на RS-триггере DD5.4. Он запускается строчными импульсами положительной полярности, поступающими из телевизора через разъем XP3.

На выходе одновибратора формируются импульсы с изменяющейся задержкой спада, определяемой управляющим напряжением $U_{упр}$ (рис. 8, осц. 1). Управление задержкой достигается введением во времязадающую цепь одновибратора R12R13C5VD6, цепи управляемой фиксации C7VD11. Последняя фиксирует в точке А (рис. 5) вершины импульсов выходного напряжения на уровне $U_{упр}$ (рис. 8, осц. 2) подаваемого на катод VD11. При этом, потенциал конденсатора C5, до момента $t_1$ определяется открытым диодом VD6 (рис. 8, осц. 3). В период $t_1$—$t_2$ этот диод закрывается и конденсатор C5 заряжается через резисторы R12, R13.

На вход R триггера DD5.4 поступает напряжение с делителя R12R13 (рис. 8, осц. 4). В момент $t_2$ напряжение на входе R достигает уровня переключения одновибратора, что и определяет момент формирования спада импульса. Если изменяется управляющее напряжение, то изменяется и напряжение, с которого начинает заряжаться конденсатор C5 и, следовательно, изменяется момент переключения одновибратора.

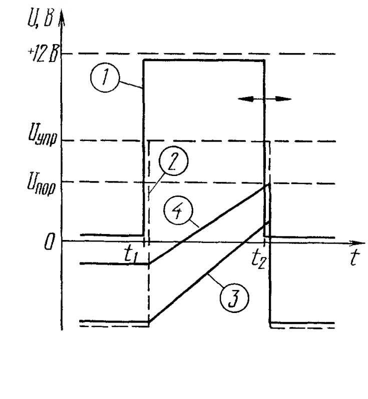
Сформированное на выходе триггера DD5.4 импульсное напряжение дифференцируется цепью C8R23. Получаемый при этом отрицательный импульс, совпадающий с моментом спада импульса одновибратора, открывает транзистор VT7. Импульс на его коллекторе, будучи введенным в яркостный сигнал телевизора, создаст на экране яркую вертикальную линию.

Одновибратор на RS-триггере DD5.3 запускается кадровыми импульсами телевизора. На выходе одновибратора формируются положительные импульсы длительностью около 4 мс, которые используются для питания транзистора VT7. Вследствие этого вертикальная линия превращается в короткий штрих вверху экрана. Для того, чтобы при увеличении управляющего напряжения на истоке транзистора VT6 штрих визуализации регулировки громкости перемещался вправо, это напряжение инвертирует каскад на транзисторе VT8.

## КОНСТРУКЦИЯ И НАЛАЖИВАНИЕ

Пульт управления СДУ монтируют на двусторонней печатной плате из стеклотексто-

**Рис. 8**



лита толщиной 1 мм. Конфигурация печатных проводников на обеих сторонах изображена на рис. 9, а размещение деталей, припаиваемых к печатным площадкам с этих же сторон, — на рис. 10. Буквами К и О на рис. 10 отмечены сквозные отверстия для перемычек между сторонами. Кроме того, печатные площадки у выводов 1, 2, 4—7, 9, 10 микросхемы DD1 на нижней стороне платы (рис. 9, а) соединяют навесными проводниками с соответственно обозначенными площадками на верхней стороне (рис. 9, б).

Резисторы R8 и R9 в пульте — проволочные (отрезки нихромовой или константановой проволоки диаметром 0,1 мм), остальные — МЛТ-0,125. Конденсаторы С4 и С5 следует подобрать с минимальной утечкой, так как в основном именно они определяют ток, потребляемый пультом в дежурном режиме.

Устройство пульта управления показано на рис. 11. Корпус 8 пульта и крышка 1 изготовлены из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1 мм. Детали корпуса соединены между собой пайкой с внутренней стороны. Внутри корпуса и к крышке припаяны направляющие 12 и крепящие 11 скобы, позволяющие закрыть корпус и надежно зафиксировать крышку, сместив ее в направлении излучающих светодиодов 2 и 3 на 10...12 мм. Корпус пульта окрашен нитроэмалью. Сверху корпуса приклеен изготовленный фотоспособом шильдик 9 с символами, указывающими назначение кнопок 6.

На верхней стороне печатной платы 4 (рис. 9, б) припаяны четыре пружинящие контактные пластины 5 (можно использовать подходящие по размеру контактные пружины от реле), образующие совместно с печатными проводниками контактные пары SB1—SB8. В качестве кнопок 6 использованы корпусы вышедших из употребления транзисторов МП41 и т.п.

Светофильтр 7 красного цвета вырезают из цветной пленки. В фольге задней стенки корпуса и в перегородке прорезают изоляционные бороздки для образования соединительных площадок и припаивают к ним контактные пружины для соединения трех элементов А316 в батарею питания 10 пульта.

Дешифратор монтируют на печатной плате из одностороннего стехлотекстолита толщиной 1,5 мм, изображенной на рис. 12. Расположение деталей на ней показано на рис. 13. Если СДУ используют в телевизорах УПИМЦТ или ЗУСЦТ с блоком СВП-4-5, на плате размещают все детали, включая и нарисованные штриховой линией. Последние представляют собой диодную матрицу и каскад, инвертирующий отрицательные строчные импульсы. Они собраны по схемам на рис. 14.

Если же СДУ предназначена для телевизора ЗУСЦТ с блоком УСУ-1-15, то выходы микросхемы DD7 соединяют перемычками с соответствующими контактами разъема ХР4, а печатный проводник, идущий от резистора R21 (рис. 12 и 13), соединяют перемычкой с контактом 1 разъема ХР3 (рис. 5).

В дешифраторе применены резисторы МЛТ-0,125. Их номиналы могут отличаться от указанных на схеме (рис. 5) на 10...15%. Конденсаторы С4—С6 должны быть с мини-

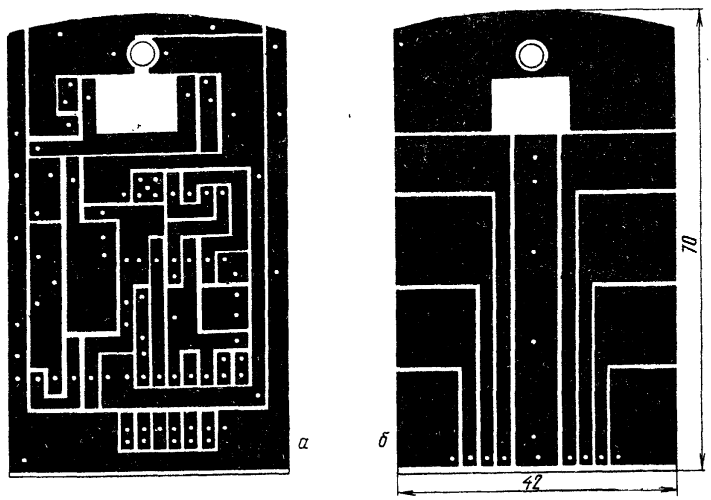



Рис. 9

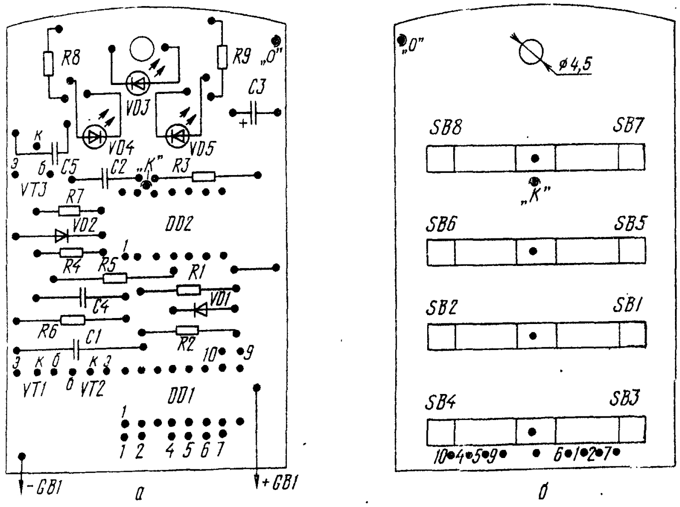
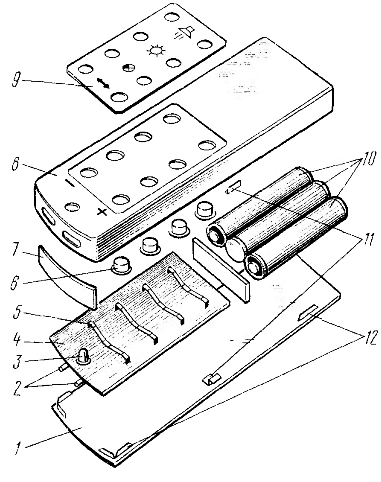



Рис. 10

Рис. 11




мальной утечкой. Остальные — любые, подходящие по габаритам. Микросхема К561ИЕ11 может быть заменена на К561ИЕ14, но при этом ее вывод 1 соединяют с плюсовым проводом источника питания. Микросхему К561КТ3 можно заменить на К176КТ1. Реле К1 — РЭС15 (паспорт РС4,591.003) или любое другое, срабатывающее при напряжении 10...11 В.

Плату фотоприемника заключают в экран с отверстием для прохождения ИК лучей на фотодиод. Фотоприемник и дешифратор могут быть собраны в одном небольшом блоке, устанавливаемом на телевизоре. Однако предпочтительнее встроить эти узлы в телевизор, найдя подходящее место для обеспечения прохождения ИК лучей к фотодиоду. Симисторное устройство выключения телевизора (рис. 6) можно смонтировать непосредственно на его выключателе сети. Контакты разъемов дешифратора соединяют с необ-

ходимыми точками телевизора в соответствии с табл. 2.

Налаживание пульта управления сводится к проверке и, при необходимости, уточнению параметров формируемых им импульсов. Указанные ранее интервалы времени могут быть уточнены подбором резисторов R2 (период повторения пакетов), R4 (интервал между служебным и информационным импульсами, R5 (период следования служебных импульсов). О мощности ИК излучения можно ориентировочно судить по яркости вспышек светодиода VD3, они хорошо видны при напряжении батареи более 3,8 В.

Далее проверяют прохождение сигналов по ИК каналу связи. При расстоянии 6...7 м от пульта управления до фотоприемника на его выходе должны наблюдаться (осциллографом) четкие пакеты импульсов (ограниченные, без шумов, отрицательной полярности). Фотоприемник в этом случае можно питать от любого источника напряжения 12 В.

Для автономной проверки и налаживания дешифратора через разъем XP5 (контакты 2 и 6) подают напряжение 12 В. К разъему XS1 подключают фотоприемник, а через разъем X2 — индикаторный диод VD13. Проверку работы дешифратора целесообразно проводить в том порядке, как описана его принципиальная схема.

Прежде всего надо убедиться в нормальной работе селектора информационных импульсов. Работа счетчика-распределителя DD2 сверяется по табл. 1 для чего, с целью исключения системы защиты от помех, следует временно закоротить вход с выходом ключа DD4.1 (выв. 1 и 2).

При налаживании системы защиты от помех надо обратить внимание на скважность прямоугольного напряжения на выходе 9 МС DD1. Отношение интервалов $t_2$—$t_3$ к $t_3$—$t_4$ должно быть равным примерно 3:1, что уточняется подбором резистора R3. О нормальной работе системы будет свидетельствовать исчезновение разрешающих сигналов (блокирование каналов обработки сигналов команд) при расположении настольной лампы вблизи фотоприемника.

Для проверки функционирования цифро-аналогового преобразователя вольтметр под-

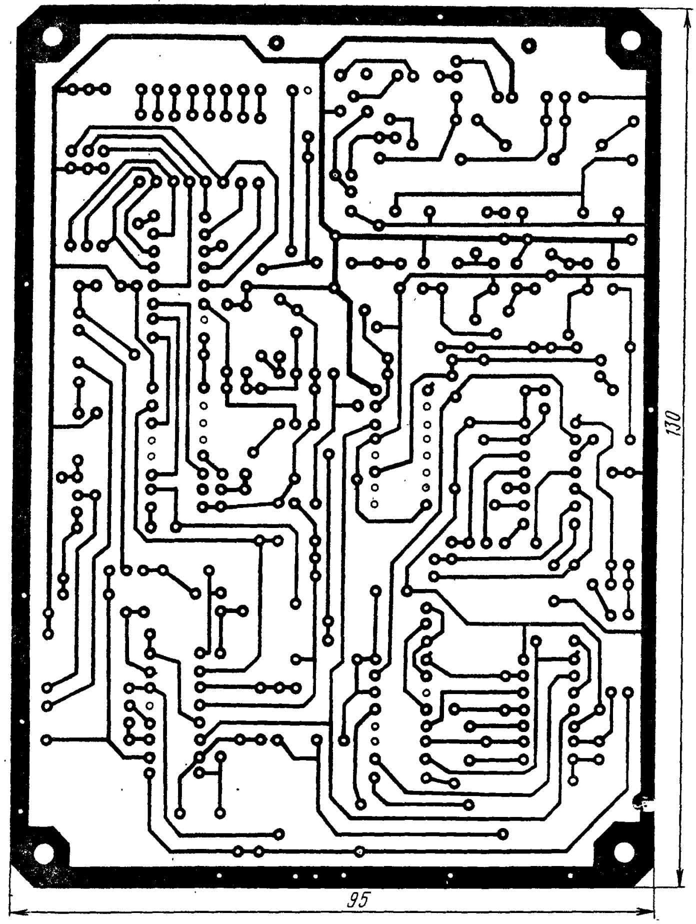



Рис. 12

ключают поочередно к истокам транзисторов VT4—VT6. При подаче соответствующих команд с пульта управления напряжения на истоках должны изменяться в пределах 2...10 В. Некоторый уход этих напряжений на краях интервала регулирования с течением времени вполне допустим, однако в рабочем участке (4...8 В) установленное напряжение должно удерживаться в течение нескольких часов. Причиной ухода напряжения может быть утечка конденсаторов C10—C12 или затворов полевых транзисторов VT4—VT6. В случае применения указанных транзисторов и конденсаторов КМ-4 или КМ-5 никаких проблем обычно не возникает.

Налаживание формирователя импульсов визуализации процесса регулировки громкости начинают с проверки работы инвертирующего каскада на транзисторе VT8. При изменении напряжения на истоке транзистора VT6 от 3 до 9 В напряжение на коллекторе транзистора VT8 должно изменяться в пределах от 9 до 3 В. Если это не выполняется, нужно подобрать резисторы R34 и R37.

Реле K1 должно выключаться при уменьшении напряжения на истоке транзистора VT6 меньше 3 В. Порог срабатывания устанавливают подбором резистора R48.

После указанных выше автономных проверок и настроек устройство соединяют с телевизором через разъем XP5. На телевизоре все регуляторы устанавливают в среднее положение. Регулируя подстроечные резисторы R39—R41, добиваются средних яркости, насыщенности и громкости. Манипулируя кнопками пульта, проверяют пределы регулировок. Если крутизна (скорость) регулировки окажется малой или большой, ее можно уточнить подбором резисторов R43, R45 и R47 соответственно. Этой же цели можно

Таблица 2

| Дешифратор | | Точка соединения (блок или модуль) в телевизоре | |
|---|---|---|---|
| Разъем | Контакт | УПИМЦТ с блоком СВП-4-5 | ЗУСЦТ с блоком УСУ-1-15 |
| XP5 | 5 | Конт. 16 X18 (AS8) | Конт. 2 X5 (A9) |
| | 4 | Выв. 12 D1 (AS8) | Конт. 1 X5 (A9) |
| | 1 | Конт. 1 X3 (A1) | Конт. 6 X9 (A9) |
| | 6 | Конт. 2 X18 (AS8) | Конт. 5 X5 (A9) |
| | 2 | Конт. 3 X18 (AS8) | Конт. 3 X4 (A3) |
| XP4 | 1 | Выв. 16 A4 (У1) | База VT1 (A10) |
| | 2 | Выв. 10 A4 (У1) | База VT2 (A10) |
| | 3 | Выв. 11 A4 (У1) | База VT3 (A10) |
| | 4 | Выв. 13 A4 (У1) | База VT4 (A10) |
| | 5 | Выв. 14 A4 (У1) | База VT5 (A10) |
| | 6 | Выв. 15 A4 (У1) | База VT6 (A10) |
| | 7 | Нет соединения | База VT7 (A10) |
| | 8 | Нет соединения | База VT8 (A10) |
| | 10 | База T11 (У1) | Конт. 1 X4 (A9) |
| XP3 | 1 | Конт. 12 X15 (AS5) | Конт. 2 X8 (A1.4) |
| | 2 | Конт. 14 X15 (AS5) | Конт. 8 X8 (A1.4) |
| | 4 | Контр. точка X4N (AS8) | Контр. точка XN16 (A2)* |
| | 5 | Конт. 5 X15 (AS5) | Конт. 6 X4 (A3) |

* Для модуля МЦ-2 подключают через резистор сопротивлением 5...10 кОм. В модуле МЦ-3 подсоединяют к контрольной точке XN1.

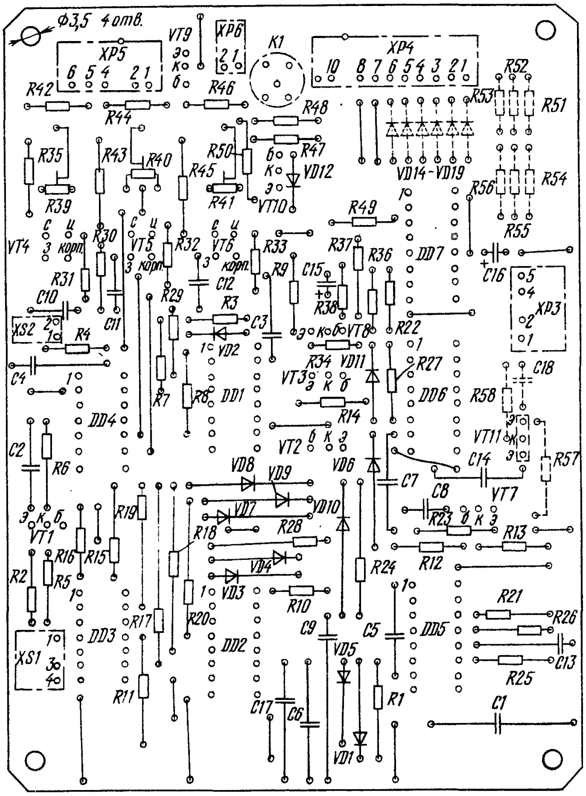


Рис. 13

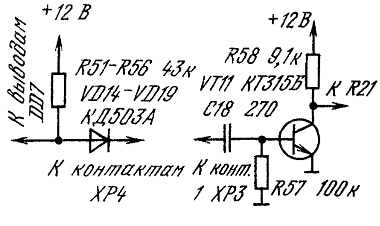


Рис. 14

достигнуть подбором резисторов R15, R17 и R19.

Для проверки переключения телевизионных каналов дешифратор соединяют с телевизором через разъем XP4. При сопряжении СДУ с телевизором УПИМЦТ с блоком СВП-4-5 каналы могут хорошо переключаться кнопками телевизора и нестабильно с пульта или наоборот каналы четко переключаются с пульта, но не переключаются кнопками телевизора. В первом случае номинал резистора R49 нужно уменьшить, а во втором — увеличить.

С целью налаживания формирователя импульсов визуализации процесса регулировки громкости дешифратор подключают к телевизору через разъем XP3. В СДУ предусмотрено появление штриха, отображающего уровень громкости, только в процессе его регулировки с пульта. С этой целью предусмотрена цепь R11C6VD5 (рис. 5). Для того, чтобы штрих наблюдался на экране телевизора в течение всего времени налаживания, на катод диода VD5 временно подают напряжение +12 В. Если при установке средней громкости штрих оказывается смещенным от середины экрана вправо или влево, номинал резистора R34 нужно уменьшить или увеличить соответственно.

Подбором резистора R48 уточняют момент выключения телевизора.

**В.ВОВЧЕНКО**

ЛИТЕРАТУРА


1. **Ельяшкевич С.А.** Цветные телевизоры ЗУСЦТ. — М.: Радио и связь, 1989.
2. **Медведев Н.** Система ДУ на ИК лучах. — Радио, 1986, № 10—12.
3. **Патент А., Чарный М., Шепотковский Л.** Система дистанционного управления СДУ-3. — Радио, 1985, № 7, 8, 10.
4. **Захаров В.** Телевизоры 4УСЦТ. Устройства управления: 2. Дистанционная система на ИК лучах. — Радио, 1990, № 5.


**(Дополнительные сведения см.на с.33)**

# ГЕНЕРАТОР ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Помимо традиционных измерительных приборов, для налаживания и настройки телевизоров, особенно цветных, необходим специальный генератор, формирующий различные испытательные сигналы. Многие радиолюбители разрабатывают такие устройства сами. При этом у них часто возникают трудности с получением хорошей синхронизации изображения. Конечно, нужного результата нетрудно добиться, если предусмотреть полное соответствие синхронизирующего сигнала ГОСТу, однако это приводит к заметному усложнению генератора. Поэтому радиолюбители обычно используют упрощенные варианты синхросигнала, что, к сожалению, иногда вызывает геометрические и яркостные искажения и неустойчивость получаемого изображения. Этих недостатков лишен предлагаемый генератор, внешний вид показан на рис. 1.

Генератор подключают к антенному входу телевизора, работающего на первом или втором телевизионном канале. Получая на экране различные испытательные изображения, можно свести лучи цветного кинескопа, добиться чистоты цвета и баланса белого, откорректировать геометрические искажения, размеры и центровку растра, отрегулировать фокусировку.

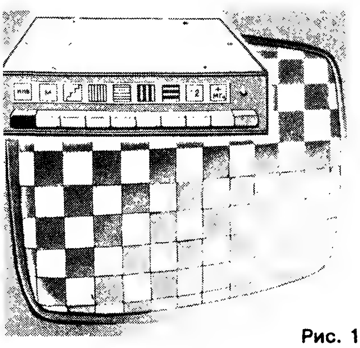
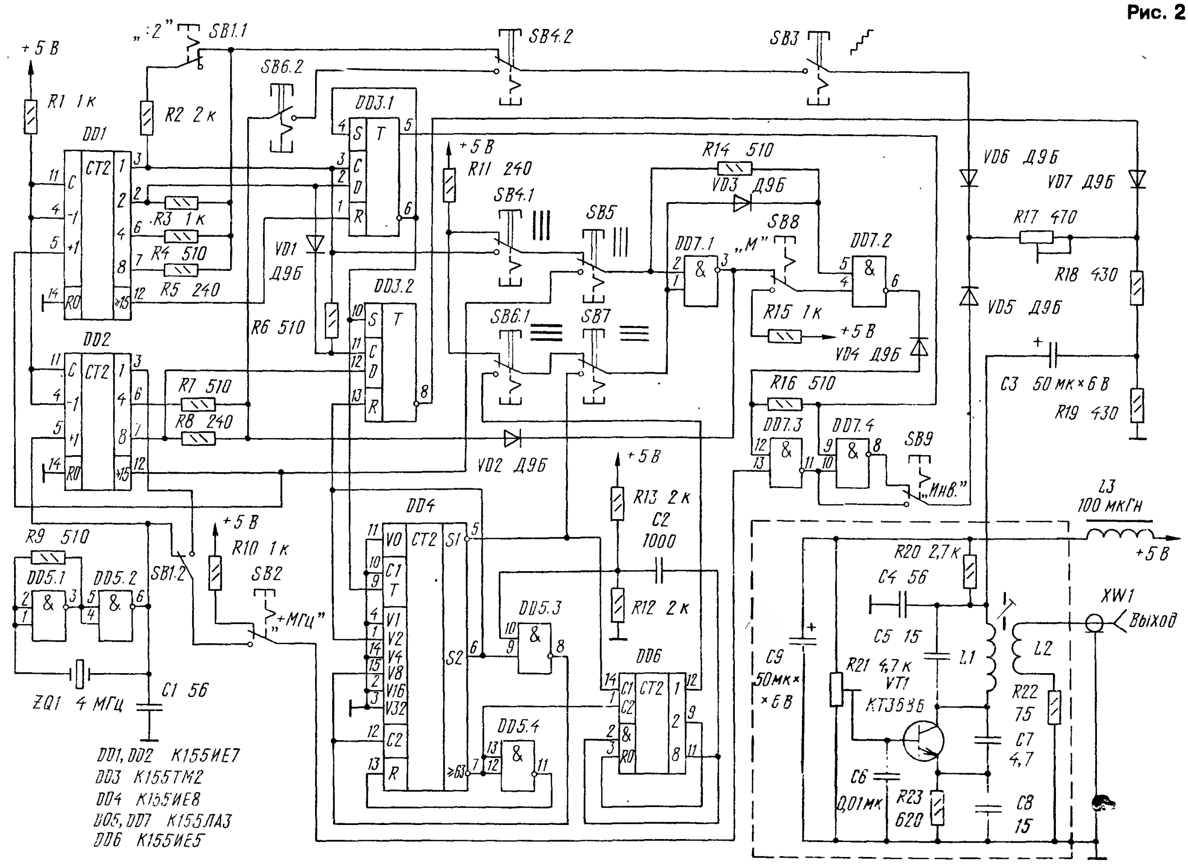


Рис. 1

Прибор формирует черное и белое поля, шесть или двенадцать вертикальных полос с градациями яркости, вертикальные и горизонтальные чередующиеся черные и белые полосы, вертикальные и горизонтальные линии, а также шахматное и сетчатое поля (элементы двух последних имеют форму квадрата). Помимо указанных основных, можно получить изображения точечного поля, перекрещивающихся полос, вертикальных и горизонтальных прерывистых линий, шахматного поля, светлые квадраты которого заполнены четырьмя полосами с градациями яркости и др. В генераторе предусмотрено инвертирование сигналов (кроме сигнала градаций яркости), а также получение изображений, заполненных вертикальными линиями, соответствующими частоте 4 или 2 МГц.

С целью упрощения генератор формирует построчный растр с числом строк 315. Частота кадров примерно равна 49,6 Гц.

Рис. 2




Принципиальная схема прибора показана на рис. 2. Он состоит из кварцевого генератора образцовой частоты (DD5.1, DD5.2), формирователя телевизионных сигналов (DD1 — DD4, DD5.3, DD5.4, DD6, DD7), устройства сложения (VD5—VD7, R17—R19) и генератора РЧ (VT1).

Кварцевый генератор вырабатывает импульсы с частотой следования 4 МГц. В результате ее деления на выходе ⩾ 15 счетчика DD2 на каждый 16-й входной формируется импульс длительностью около 0,1 мкс, образуя сигнал (частотой 250 кГц), создающий на экране вертикальные линии. Он приходит на кнопочный переключатель SB5. Частоту повторения импульсов этой последовательности счетчик DD1 делит до строчной (15 625 Гц) на выходе ⩾ 15 (вывод 12) и до 125 кГц на выходе 1 (вывод 3). На последнем получается сигнал вертикальных полос, поступающий на переключатель SB4.1. Резисторы R2—R5 преобразуют сигналы двоичного кода на выходах 1, 2, 4, 8 счетчика DD1 в ступенчато изменяющееся напряжение градаций яркости.

Строчные гасящие и синхронизирующие импульсы с периодом следования 64 мкс формируются триггерами микросхемы DD3. До появления импульса на входе R триггер DD3.1 находится в единичном состоянии, определяемом подключением входа S (вывод 4) к инверсному выходу (вывод 6). Поступающий на вход R импульс устанавливает его в нулевое состояние, что соответствует началу формирования строчного гасящего импульса. Триггер возвращается в исходное состояние под воздействием на его вход C (при уровне 1 на входе D) второго положительного перепада, возникающего на выходе 1 счетчика DD1. На инверсном выходе триггера получаются положительные гасящие импульсы длительностью 12 мкс.

Триггер DD3.2 формирует строчные синхроимпульсы длительностью 4 мкс, фронт которых сдвинут на 2 мкс относительно фронта гасящих. Обеспечивают это элементы VD1 и R6, выполняющие логическую операцию ИЛИ и управляющие входом D. В этом же триггере в строчный синхросигнал вводятся кадровые синхроимпульсы, поступающие на вход R, в результате чего на его выходе формируется смесь синхронизирующих импульсов.

На микросхемах DD4, DD6 и элементах DD5.3, DD5.4 выполнен формирователь кадровых синхроимпульсов и сигналов горизонтальных линий и полос. Исходными для этого узла служат импульсы строчной частоты, приходящие с триггера DD3.1 и воздействующие на вход T счетчика DD4. Микросхемы DD4 и DD6 обеспечивают, благодаря обратным связям, коэффициенты деления, равные соответственно 63 и 5 (по выходам ⩾ 63 и 8), что и определяет число строк в кадре и частоту кадровых синхроимпульсов.

Для получения кадровых синхроимпульсов используется RS-триггер, состоящий из элемента DD5.3 и инвертора, находящегося в счетчике DD4. В начале формирования каждого синхроимпульса счетчики DD4 и DD6 устанавливаются фронтом входного импульса в нулевое состояние. В такое же состояние (на выходе S2 счетчика DD4) переходит и RS-триггер под действием на вход элемента DD5.3 отрицательного импульса, продифференцированного цепью C2R12R13. Управление по входу V2 при этом выклю-




Рис. 3

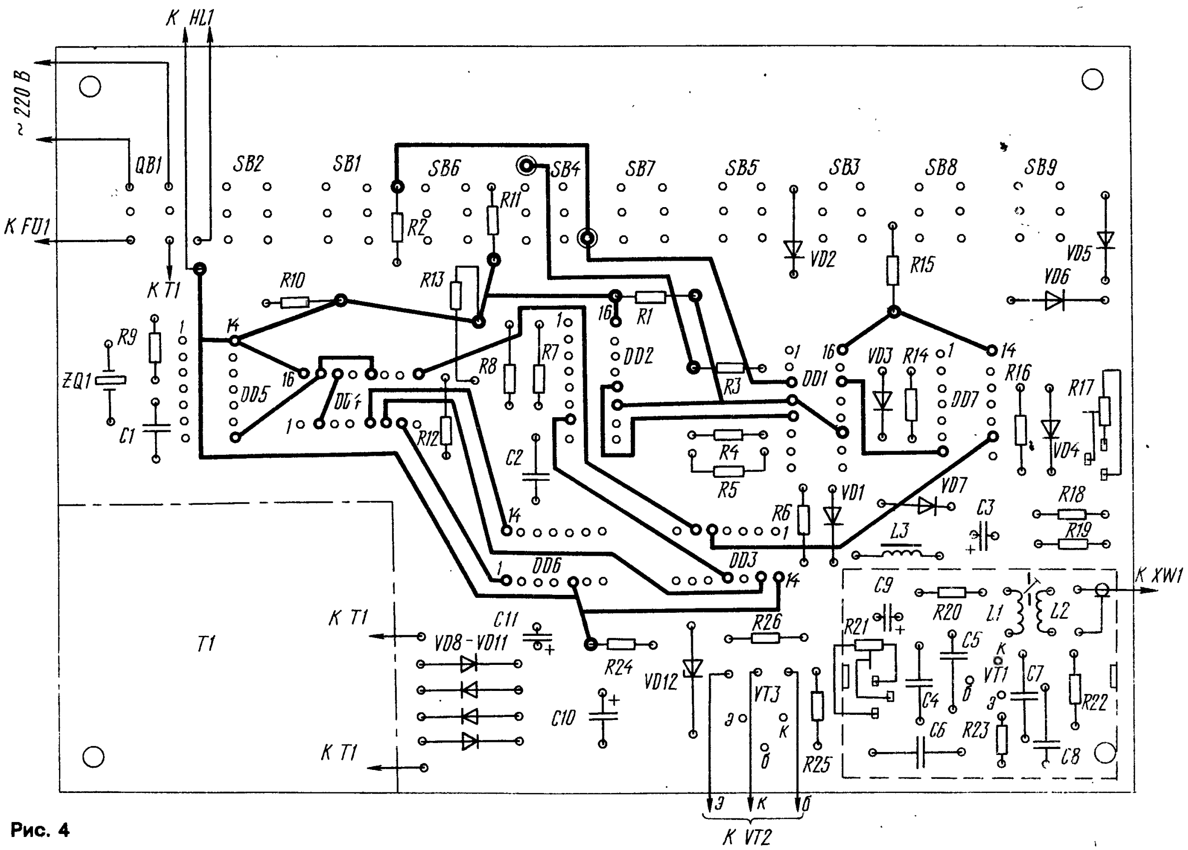
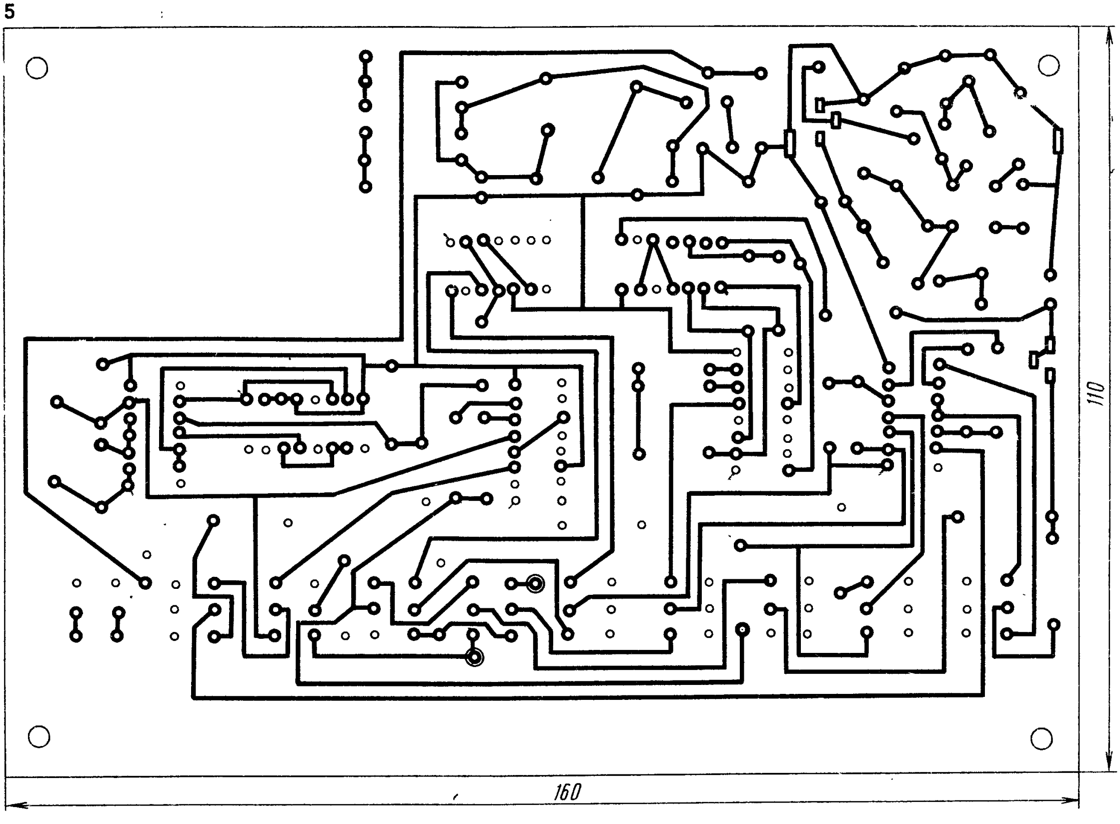

K HL1
~ 220 В
QB1
SB2
SB1
SB6
SB4
SB7
SB5
SB3
SB8
SB9
K FU1
K T1
R10
R13
R11
R2
R9
ZQ1
C1
DD5
DD4
R8
R7
R12
DD2
R1
R3
DD1
R4
R5
VD2
R15
VD3
R14
DD7
R16
R17
VD4
VD5
VD6
C2
R6
VD1
VD7
C3
R18
R19
L3
DD3
DD6
K XW1
C9
R20
L1
L2
R21
C5
C4
VT1
C7
R22
C6
R23
C8
T1
C11
VD8 - VD11
R24
VD12
R26
VT3
R25
C10
K VT2

Рис. 4

Рис. 5


110
160

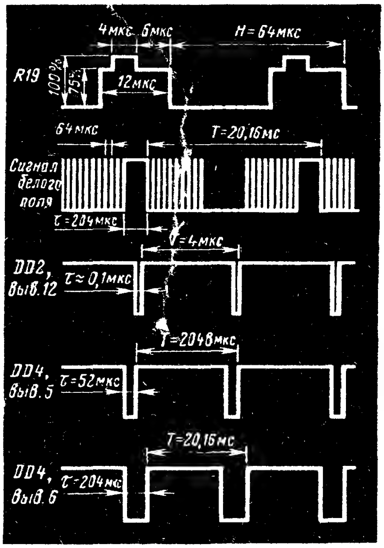



Рис. 6

чено (на нем уровень 0). Уровень 1, возникший на выходе элемента DD5.3, воздействует на входы V8 и C2 счетчика DD4 и, открывая выход S2, обеспечивает выделение на нем спада четвертого входного импульса (он проходит и на выход S1). Последний возвращает RS-триггер в исходное состояние, и формирование кадрового синхроимпульса завершается. В результате на выходе S2 получаются отрицательные импульсы кадровой частоты длительностью 204 мкс (12+64+64+64).

Сигнал горизонтальных линий вырабатывается на выходе S1 счетчика DD4 и поступает на переключатель SB7. При формировании кадра изображения воздействие уровня 1 на установочный вход V2 (управление по входу V8 выключено уровнем 0) обеспечивает выделение на выходе S1 16-го входного импульса, а затем каждого 32-го. Но так как общий коэффициент деления счетчика равен 63, то на выход S1 проходят входные импульсы с порядковыми номерами 16, 48, 79, 111, 142 и т. д. (16+32+31+32+31 и т. д). На изображении эти импульсы вызывают подсветку соответствующих строк растра.

Формирование сигнала горизонтальных полос происходит при прохождении импульсов, снимаемых с выхода S1 счетчика DD4, через отдельный триггер счетчика DD6. При этом частота их следования уменьшается вдвое, а скважность становится равной 2 (меандр).

На элементах DD7.1, DD7.2, R14, VD3 выполнено устройство, в котором из двух исходных сигналов, поступающих на входы элемента DD7.1, формируется третий. Для получения изображений шахматного или сетчатого поля одновременно нажимают на кнопки SB4, SB6 (вертикальные и горизонтальные полосы) или SB5, SB7 (вертикальные и горизонтальные линии) соответственно. Если же нажать кнопку SB8 «М», то на выходе устройства из тех же исходных будут получены сигналы перекрещивающихся полос и точечного поля.

При нажатой кнопке SB2 «+МГц» испытательное изображение заполняется полосами, соответствующими частоте 4 МГц. В зависимости от положения кнопки SB9 «Инв.» заполненными окажутся белые или черные участки изображения. Число вертикальных полос градаций яркости и заполнения можно уменьшить вдвое кнопкой SB1 «:2». Различные комбинации нажатых кнопок SB1—SB9 позволяют получить множество других изображений на экране телевизора.

Полный видеосигнал положительной полярности образуется в устройстве сложения на элементах VD5—VD7, R17—R19. При одновременном нажатии кнопок SB3, SB4 и SB6 в устройстве формируется сигнал шахматного поля, квадраты которого заполнены полосами градаций яркости, для получения которых включены резисторы R7 и R8.

Видеосигнал, снимаемый с резистора R19, поступает через конденсатор C3 в настроенный на частоту телевизионного канала генератор РЧ, где происходит модуляция по коллектору транзистора VT1. При ненажатых кнопках SB1—SB9 на выходе прибора получается сигнал белого поля.

Питается прибор от источника стабилизированного напряжения, принципиальная схема которого изображена на рис. 3. Светодиод HL1 индицирует включение устройства.

В генераторе применены резисторы МЛТ и СП3-16, конденсаторы К50-16 (C3), К50-6 (C9—C11), КТ-1, КД-1 и КМ (остальные), кнопочные переключатели П2К с зависимой (SB3—SB7) и независимой (остальные) фиксацией. Дроссель L3 — ДМ-0,1.

Катушка L1 содержит 8 витков провода ПЭВ-2 0,23 и намотана виток к витку на полистироловом каркасе диаметром 5 и длиной 15 мм, снабженном подстроечником СЦР-1. На этом же каркасе расположен виток связи L2 из того же провода, точное расположение которого определяют при налаживании прибора. Трансформатор T1 — любой малогабаритный, рассчитанный на ток во вторичной обмотке не менее 0,3 А при выходном напряжении около 8 В.

Все детали устройства, кроме предохранителя FU1, транзистора VT2, светодиода HL1 и разъема XW1, смонтированы на печатной плате из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На рис. 4 она изображена со стороны расположения деталей, а на рис. 5 — с другой стороны. Окружностями отмечены отверстия, в которые вставлены перемычки, соединяющие контактные площадки с обеих сторон платы. Транзистор VT2 источника питания привинчен к теплоотводу, в качестве которого использована верхняя крышка корпуса прибора. Для уменьшения влияния внешних полей генератор РЧ заключен в алюминиевый экран размерами 39x31x20 мм.

Налаживать устройство следует после проверки стабилизированного напряжения на выходе источника питания, которое должно находиться в пределах 4,75...5,25 В. Если это не так, подбирают стабилитрон VD12. Затем убеждаются в соответствии осциллограмм в точках генератора показанным на рис. 6.

После этого подключают прибор к телевизору коаксиальным кабелем длиной до 1,5 м. Контролируя осциллографом сигнал на резисторе R19 при нажатой кнопке SB9, подстроечным резистором R17 устанавливают амплитуду гасящих импульсов на уровне 75% амплитуды синхроимпульсов (см. осциллограмму на рис. 6. Далее, добившись подстроечным резистором R21 устойчивого самовозбуждения генератора РЧ, подстроечником катушки L1 настраивают его на частоту первого или второго свободного телевизионного канала. Окончательное положение движка резистора R21 определяют по наиболее четкому и контрастному изображению вертикальных полос градаций яркости. И наконец, подбирают такое положение витка связи L2 на каркасе катушки L1, при котором напряжение РЧ на выходе генератора составляет несколько десятков милливольт.

**В. ДЕРГАЧЕВ**

# ПРИСТАВКА К ГЕНЕРАТОРУ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Прибор, описанный в статье В. Дергачева «Генератор испытательных сигналов» («Радио», 1985, № 6, с. 30—32), обладает рядом несомненных достоинств, таких, как простота электронного построения телевизионного кадра, высокое качество изображения испытательных таблиц, малые габариты и масса. Однако он не позволяет проверять каналы цветовых сигналов в телевизорах цветного изображения и настраивать их блоки цветности.

Предлагаемая приставка, лишенная указанных недостатков и конструктивно выполненная в одном корпусе с генератором, значительно расширяет возможности прибора. Она позволяет проверять работу устройства цветовой синхронизации телевизора и весь тракт прохождения цветоразностных сигналов, настраивать частотные детекторы (устанавливать их «нули») в блоках цветности.

Приставка обеспечивает формирование испытательных изображений горизонтальных чередующихся красных и синих, красных и зеленых или зеленых и синих полос шириной, равной горизонтальным полосам генератора (32 строки). При этом в режиме проверки устройства цветовой синхронизации телевизора подача сигналов опознавания цвета периодически и автоматически прекращается, блок цветности на это время закрывается и на экране наблюдается черно-белое изображение. Одновременно, включив изображение вертикальных линий (4 МГц) генератора, можно проверить работу узла выключения режекторных фильтров цветовых поднесущих в канале яркости (при появлении цвета линии отсутствуют). При неисправностях в устройстве цветовой синхронизации цветные полосы будут исчезать, перемешиваться и изменяться в цвете.

В режиме проверки частотных детекторов (установки их «нулей») по всему полю

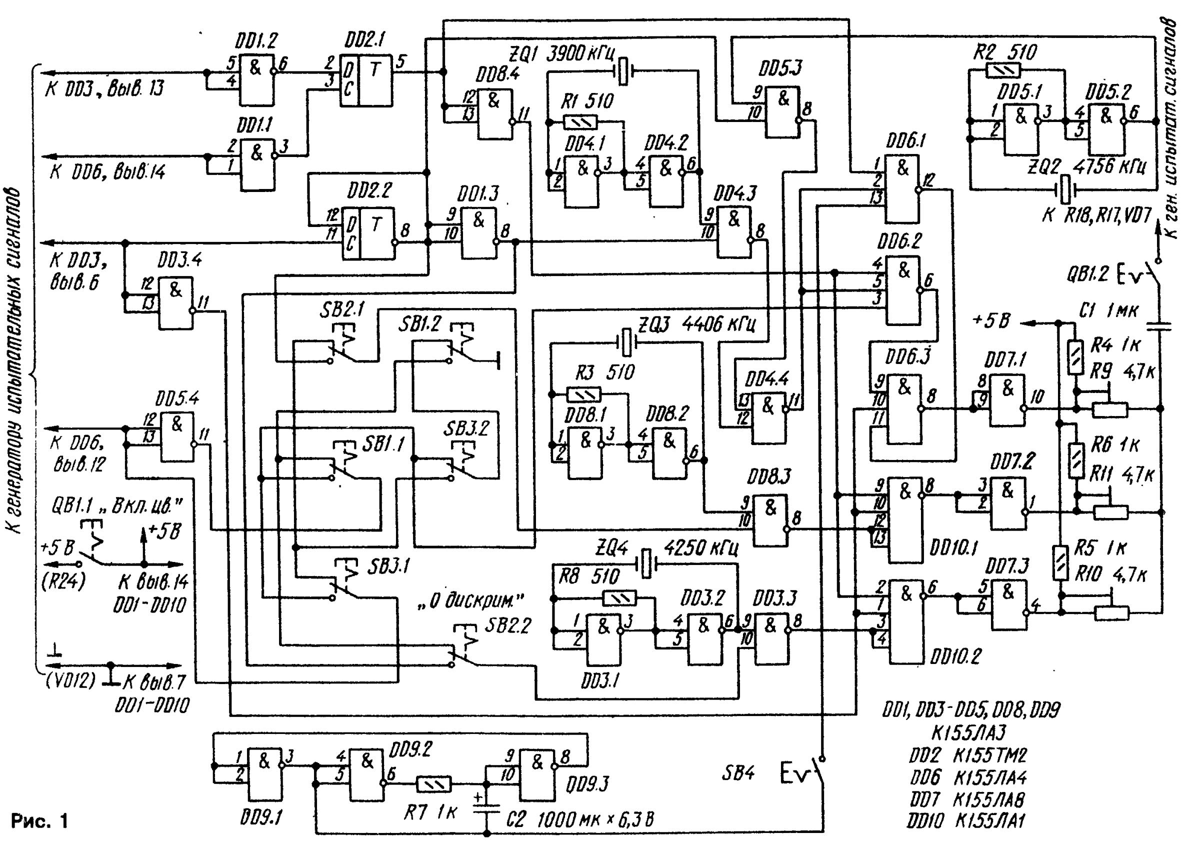



Рис. 1

серого цвета через строку передаются сигналы цветовых «красной» и «синей» поднесущих. Так же, как и в режиме проверки устройства цветовой синхронизации, подача сигналов опознавания цвета периодически и автоматически прерывается. В случае правильной установки баланса белого и настроенных контуров частотных детекторов серый цвет экрана не должен меняться. Если дискриминаторы расстроены, экран приобретает синий или желто-зеленый оттенок. Настраивая контуры, устраняют разбалансировку цвета.

Функционирование всего тракта цветоразностных сигналов контролируют по изображению на экране горизонтальных цветных полос. При этом, включая различные испытательные сигналы самого генератора (градации яркости, шахматное поле и др.), одновременно проверяют работу яркостного канала и других узлов.

Принципиальная схема приставки показана на рис. 1. Она состоит из кварцевых генераторов частот цветовой синхронизации 3900 кГц (элементы DD4.1, DD4.2) и 4756 кГц (DD5.1, DD5.2) и цветовых поднесущих 4250 кГц (DD3.1, DD3.2) и 4406 кГц (DD8.1, DD8.2), коммутаторов частот цветовой синхронизации (DD4.3, DD4.4, DD5.3, DD6) и цветовых поднесущих (DD3.3, DD8.3, DD10), сумматора (DD7, R4—R6, R9—R11), генератора временно́го интервала (DD9) и формирователей импульсов (DD1, DD2, DD3.4, DD5.4). Приставку включают кнопкой QB1.

Из строчных синхроимпульсов, поступающих в приставку с генератора, триггер DD2.2 формирует импульсы полустрочной частоты и длительностью строки (64 мкс) для коммутации сигналов цветовой синхронизации и поднесущих в режиме «0» дискриминаторов» (нажаты кнопки SB2 и SB4). С выхода триггера они воздействуют непосредственно на элемент DD5.3 и через инвертор DD1.3 на DD4.3, которые поочередно (через строку) пропускают сигналы частот цветовой синхронизации 4756 и 3900 кГц с их генераторов. После суммирования этих сигналов в элементе DD4.4 пакеты частот цветовой синхронизации приходят на элементы DD6.1 и DD6.2 их коммутатора.

Кроме того, с выходов триггера DD2.2 и инвертора DD1.3 импульсы полустрочной частоты через контакты SB2.1 и SB2.2 переключают элементы DD8.3 и DD3.3, которые также поочередно (через строку) пропускают сигналы частот цветовых поднесущих 4406 и 4250 кГц с их генераторов на элементы DD10.1 и DD10.2 их коммутатора.

В режимах «Цветные полосы» (кнопка SB2 отжата) на элементы DD8.3, DD3.3, а также DD6.2 коммутатора через переключатели SB1—SB3 поступают импульсы горизонтальных полос генератора непосредственно или через инвертор DD5.4. В зависимости от сочетания цветов в получаемых полосах соответствующий элемент из этих трех блокируется соединением одного из его входов с общим проводом через те же переключатели. Так при формировании чередующихся красных и синих полос (кнопки SB1 и SB3 отжаты) блокируется элемент DD6.2, красных и зеленых (нажата кнопка SB3) — элемент DD8.3, зеленых и синих (нажата кнопка SB1) — элемент DD3.3.

Сигналы цветовой синхронизации появляются в приставке сразу после кадрового синхроимпульса генератора и состоят из 12 пакетов чередующихся через строку поднесущих частот 4756 и 3900 кГц, что не совсем соответствует стандартному сигналу опознавания цвета. Однако по длительности он равен ему и не нарушает работу электронного коммутатора телевизора. Для получения такого сигнала триггер DD2.1 формирует двенадцатистрочные импульсы длительностью 768 мкс (64x12). С этой целью на него с генератора через инверторы DD1.2 и DD1.1 поступают кадровые синхроимпульсы и импульсы 16-й строки соответственно. Возникающие на его выходе двенадцатистрочные импульсы воздействуют на элемент DD6.1 коммутатора сигналов цветовой синхронизации, разрешая прохождение пакетов частот, и через инвертор DD8.4 на элементы DD6.2, DD10.1 и DD10.2 коммутаторов, запрещая прохождение цветовых поднесущих. В приставке предусмотрено также блокирование цветовых поднесущих строчными синхроимпульсами, поступающими через инвертор DD3.4 на элементы DD6.3, DD10.1 и DD10.2 коммутаторов.

Сигналы цветовой синхронизации автоматически включаются и выключаются через 0,5 с импульсами генератора временного интервала на микросхеме DD9, которые при нажатой кнопке SB4 воздействуют на элемент DD6.1 коммутатора.

В сумматоре на элементах DD7, R4—R6, R9—R11 сигналы цветовой синхронизации и цветовые поднесущие складываются и через конденсатор C1 поступают в точку соединения резисторов R18, R17 и диода VD7 генератора и затем на автогенератор РЧ, модулируя полный телевизионный сигнал.

Приставка питается от блока питания генератора. При этом емкость конденсатора C10 (1000 мкФ х 16 В) следует увеличить вдвое, применив, например,

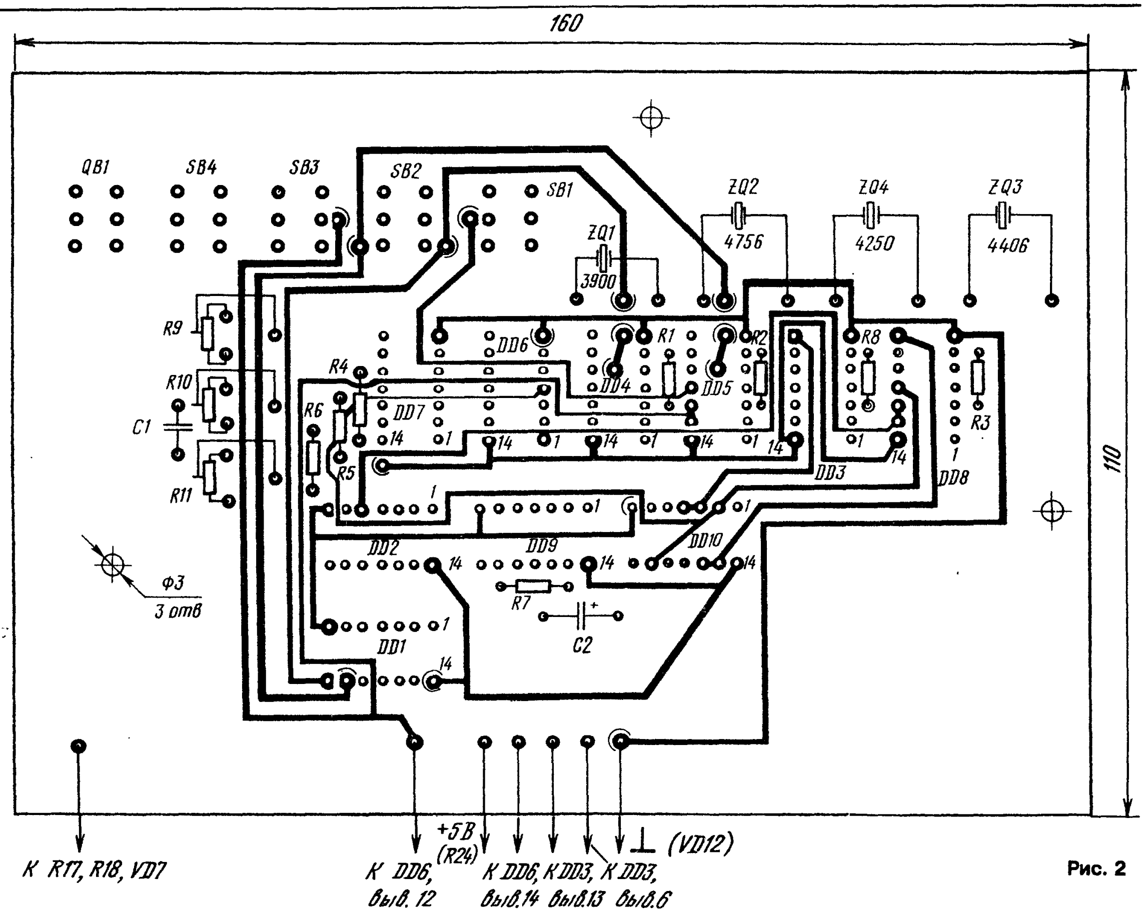
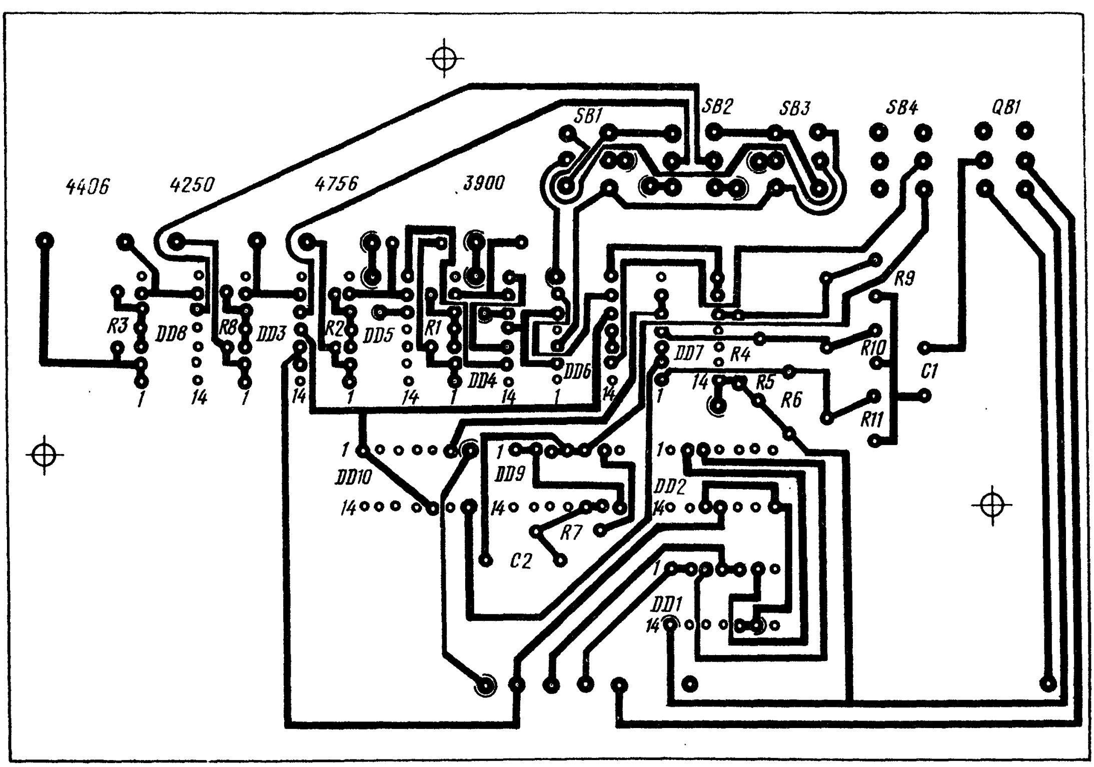

160
110
QB1
SB4
SB3
SB2
SB1
ZQ1
3900
ZQ2
4756
ZQ4
4250
ZQ3
4406
R9
R10
R11
C1
R4
R6
R5
DD6
DD7
DD4
DD5
R1
R2
R8
R3
DD3
DD8
DD2
DD9
DD10
R7
C2
DD1
Ф3
3 отв
+5В
(R24)
(VD12)
К R17, R18, VD7
К DD6, выв. 12
К DD6, выв.14
К DD3, выв.13
К DD3, выв.6

Рис. 2

Рис. 3


SB1
SB2
SB3
SB4
QB1
4406
4250
4756
3900
R3
DD8
R8
DD3
R2
DD5
R1
DD4
DD6
DD7
R4
R5
R6
R9
R10
R11
C1
DD10
DD9
DD2
R7
C2
DD1

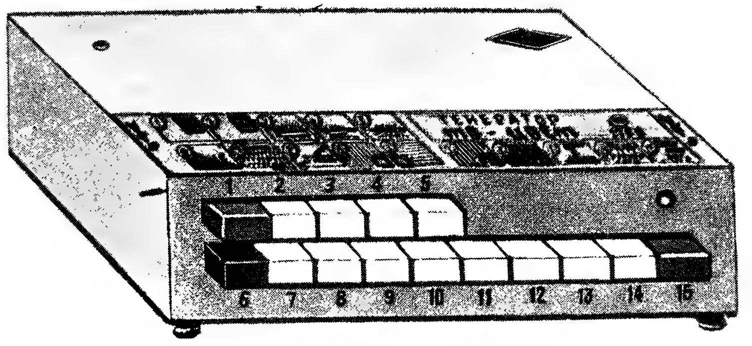



Рис. 4

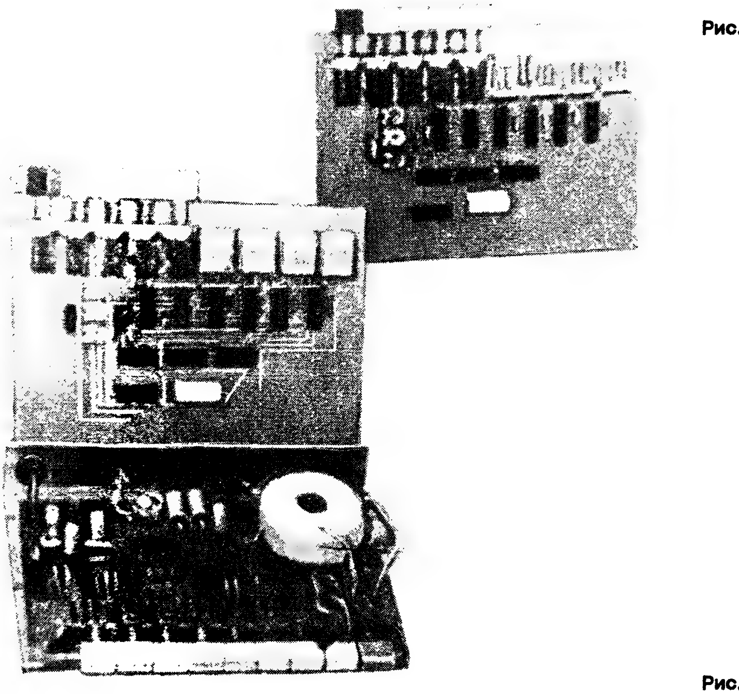


Рис. 5

конденсатор К50-29 2200 мкФ х 16 В и расположив его в изоляционной ПВХ трубке между микросхемами DD6, DD3 и DD1, DD2 генератора или два конденсатора К53-16 1000 мкФ х 6,3 В, включенных параллельно на месте конденсатора C10.

В приставке применены резисторы ОМЛТ и СП3-38, конденсаторы КМ (C1) и К53-16 (C2), переключатели П2К.

Конструктивно приставка выполнена на печатной плате из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Со стороны размещения деталей она показана на рис. 2, с противоположной стороны — на рис. 3. Дугой окружности отмечены отверстия, в которые вставлены перемычки, соединяющие контактные площадки с обеих сторон платы. Ее устанавливают над печатной платой генератора деталями внутрь на трех стойках высотой 28 мм. На рис. 4 показан вариант внешнего вида генератора, оборудованного приставкой, на рис. 5 — вид генератора без корпуса и с поднятой приставкой.

Налаживание сводится к установке подстроечных резисторов R9—R11 по устойчивому и насыщенному изображению цветных полос.

Кварцевые резонаторы в приставке и в самом генераторе можно заменить последовательными контурами, катушки которых наматывают виток к витку проводом ПЭВ-2 0,23 на ребристых полистироловых каркасах диаметром 7 мм с подстроечниками СЦР-1 (от радиоприемника «Меридиан»). Вариант приставки, выполненной на контурах, показан также на рис. 5. В них применены конденсаторы КТК. На частоту 3900 кГц (в приставке) и 4 МГц (в генераторе) катушки контуров содержат по 75 витков (емкость конденсаторов 62 пФ), на частоту 4756 кГц катушка контура содержит 60 витков (емкость конденсатора — 51 пФ), на частоту 4250 кГц — 58 витков (емкость 68 пФ), на частоту 4406 кГц — 48 витков (емкость 82 пФ).

При настройке контура на 4 МГц в генераторе, подключенном к телевизору, его подстроечником сначала добиваются устойчивой строчной синхронизации на экране телевизора (изображение должно быть без искажений размеров), а затем, включив сетчатое поле нажатием кнопок SB5 и SB7,— равенства сторон квадратов.

Для настройки контуров в приставке на генераторе включают кнопку SB9 (инвертирование), а на приставке — QB1 и SB1 (синие и зеленые полосы). Вращая подстроечник контура на 4756 кГц, добиваются устойчивого изображения цветных полос сначала бирюзового цвета, а затем при настройке контура на 3900 кГц — ярко-зеленого цвета. После этого отжимают кнопку SB1 и, настраивая контуры на 4250 и 4406 кГц, получают свечение красных и синих полос. Включив кнопки SB4 (автоматическое включение и выключение сигналов цветовой синхронизации) и SB2 («0» дискриминаторов») и подстраивая последние, добиваются отсутствия разбалансировки цветового тона.

Хотя стабильность частот поднесущих, получаемая в этом случае, довольно высока, однако их контуры необходимо периодически подстраивать описанным способом.

При работе с генератором, оборудованным приставкой, после подключения к сети и телевизору нажимают кнопку 15, загорается индикатор и генератор готов к работе. Нажимают кнопки 6, 9 и 10, и на экране появляется **сетчатое поле** на белом фоне. По нему судят о работоспособности телевизора и устанавливают размеры изображения. Для проверки четкости изображения включают кнопки 13 и 14, на экране отображаются **вертикальные линии**, соответствующие четкости 250 по вертикальному клину таблицы 0249. При отжатой кнопке 13 частота линий соответствует четкости 450. В этом режиме можно отрегулировать устройство АПЧГ.

Для проверки работы устройства АРУ нажимают кнопки 6 и 8, и на экране появляется **14 полос градаций яркости**. При дополнительно нажатой кнопке 13 число градаций уменьшается вдвое. Когда нажата только кнопка 6, на экране воспроизводится **серое поле**, которое используют для проверки чистоты цвета. С целью регулировки баланса белого включают **шахматное поле**, нажав кнопки 11 и 12.

Работу «красного» и «синего» каналов проверяют нажатием на кнопку 1 (цвет). На экране телевизора появляются чередующиеся **красные и синие полосы** шириной по 32 строки. При проверке цветовой синхронизации телевизора нажимают кнопку 2, цветные полосы через каждые 0,5 с автоматически то исчезают, то появляются.

С целью проверки правильности установки «нулей» дискриминаторов нажимают кнопку 4 (оставив кнопку 2 включенной). Если на экране при правильном балансе белого через 0,5 с серое поле приобретает оттенок синего или болотного цвета, дискриминатор синего или красного цветов расстроен. Регулировочными элементами дискриминаторов добиваются одинакового цвета свечения кинескопа.

Прохождение цветовых поднесущих и формирование зеленого цвета проверяют последовательным нажатием и отжатием кнопок 3, 5 и отжатием всех кнопок 2—5. На экране полосы красного и зеленого цветов сменятся сначала синими и зелеными, а затем красными и синими.

Следует отметить, что, если в телевизорах типа УПИМЦТ неправильно отрегулировано устройство АРУ, при подключении генератора изображение может сжаться по вертикали. В этом случае сначала подстроечным резистором R18 устройства АРУ добиваются нормального изображения, а затем проверяют работу телевизора.

**В. ОТРОШКО**

# УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРИСТАВКИ К ГИС

Описанная в [1] приставка к генератору испытательных сигналов (ГИС) проста в построении и хорошо дополняет прибор [2]. Однако она не будет работать с декодерами последних разработок: МЦ-31, МЦ-402 и др., — в которых в соответствии с рекомендацией МККР в системе СЕКАМ цветовая синхронизация по полям заменена на синхронизацию по строкам. Предлагаемое устройство позволяет обеспечить в приставке цветовую синхронизацию по строкам с сохранением всех ее функций. Сигналы синхронизации, формируемые им, представляют собой размещенные на задней площадке строчных гасящих импульсов (СГИ) пакеты немодулированных поднесущих 4250 и 4406 кГц, чередующихся через строку.

Принципиальная схема устройства изображена на рис.1, причем нумерация микросхем на ней продолжает начатую в [1]. Необходимые изменения в приставке указаны на рис. 2. Выделенные штриховой линией соединения необходимо устранить. Следует иметь в виду, что элемент DD10.2 в приставке имеет входные выводы 1, 2, 4, 5. После доработки подстроечный резистор R10 совмещает функции регулятора уровня для синих и красных полос. Подстроечный резистор R11 — регулятор уровня сигнала строчной синхронизации.

С приставки сигналы полустрочной частоты воздействуют на выводы 10 и 13 коммутаторов DD12.2 и DD12.1 (см. рис.1), которые поочередно через строку пропускают сигналы немодулированных поднесущих 4250 и 4406 кГц с их генераторов на сумматор DD13.1. С ГИС на вход С триггера DD11.1 устройства приходит смесь строчных и кадровых синхроимпульсов (ССИ и КСИ) положительной полярности длительностью соответственно 4 и 204 мкс.

Фронт ССИ на входе С триггера DD11.1 (диаграмма 2 на рис.3, а) переводит его в единичное состояние (рис. 3, а, диагр. 3). Спадом СГИ по входу R (рис.3, а, диагр. 1) триггер переключается в нулевое состояние (рис.3, а, диагр. 3). Если цветовая синхронизация в приставке включена, т.е. уровень 1 присутствует на выводе 2 элемента DD13.3, то этот элемент формирует управляющий импульс длительностью 6 мкс (рис. 3, а, диагр. 4). На время вспышки этот импульс закрывает элементы DD7.1 и DD7.3

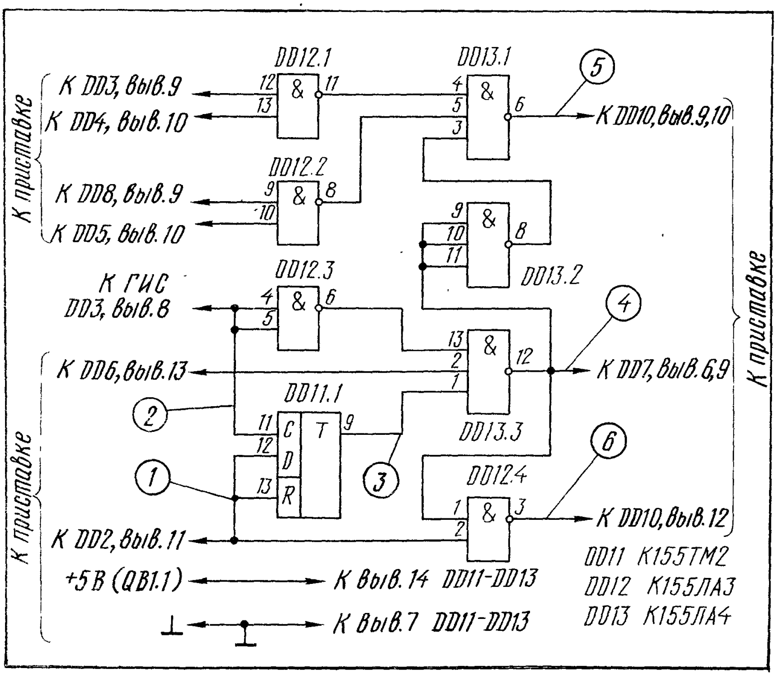



Рис. 1

Рис. 2

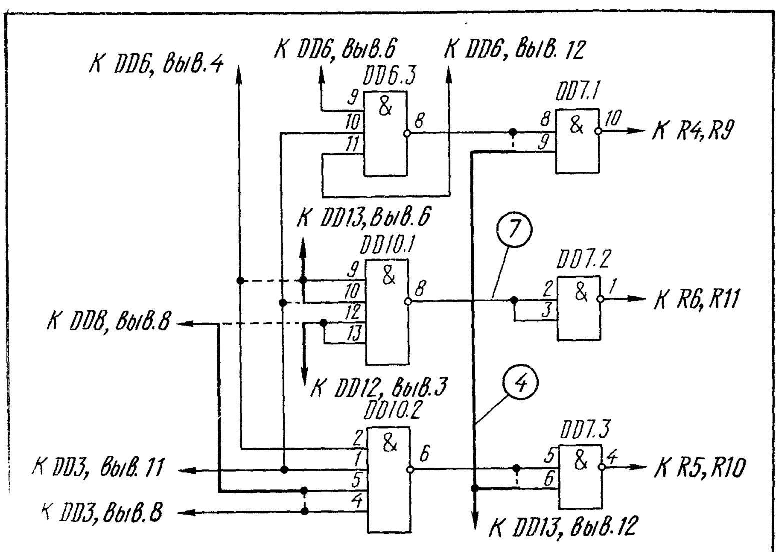
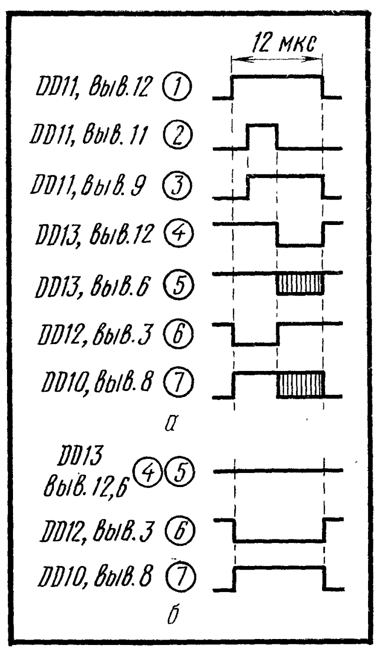



Рис. 3



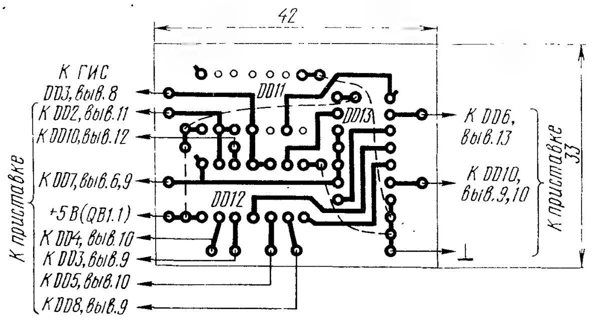



**Рис. 4**

приставки и через инвертор DD13.2 разрешает прохождение вспышки с элемента DD13.1 (рис. 3, а, диагр. 5).

Элемент DD12.4 формирует гасящий импульс (рис. 3, а, диагр.6), который также приходит на сумматор DD10.1. Полный сигнал будет иметь вид, показанный на диаграмме 7 рис. 3, а.

Уровень 0 на выводе 2 элемента DD13.3 при выключенной цветовой синхронизации закроет его (рис.3, б, диаграмма 4) и через инвертор DD13.2 закроет сумматор DD13.1 (рис. 3, б, диагр. 5). Вспышка не будет введена в СГИ, гасящий импульс будет иметь прежний вид (рис. 3, б, диагр. 6 и 7).

Фронт КСИ переводит триггер DD11.1 также в единичное состояние, но только на время действия первого приходящего СГИ, копируя его на выходе. Дальше до окончания КСИ триггер находится в нулевом состоянии, блокируя элемент DD13.3. Но и во время этого первого СГИ элемент DD13.3 также закрыт, так как на его входы (выводы 1 и 13) поступают противофазные сигналы СГИ. Следовательно, во время КСИ устройство строчной цветовой синхронизации выключено.

Устройство смонтировано на печатной плате размерами 42x33 мм, изображенной на рис.4, из одностороннего (с подачей питания на микросхемы проводом) или двустороннего (печатные проводники цепей питания располагают с другой стороны) фольгированного стеклотекстолита. Ее прикрепляют к плате приставки любым способом.

Налаживание сводится к установке необходимого для устойчивой цветовой синхронизации уровня синхросигналов подстроечным резистором R11 приставки.

**Г. ОВЕРЧЕНКО**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Отрошко В.** Приставка к генератору испытательных сигналов. — Радио, 1988, № 4, с.31, 32, 48.

2. **Дергачев В.** Генератор испытательных сигналов. — Радио, 1985, № 6, с. 30—32.

# УСТРОЙСТВО ФОРМИРОВАНИЯ ЦВЕТНЫХ ПОЛОС ДЛЯ ПРИСТАВКИ К ГИС

Генератор испытательных сигналов, рассмотренный в [1], с описанной в [2] приставкой будет иметь еще большие возможности, если приставку дополнить устройством формирования сигнала цветных полос. Он создает на экране телевизора испытательную таблицу в виде вертикальных цветных полос. Таблица немного отличается от стандартной, поскольку все восемь полос занимают по времени 64 мкс, то есть полную длительность строки, а длительность одной полосы равна 8 мкс при длительности импульса гашения в 12 мкс. Поэтому белая полоса на экране отсутствует, а желтая формируется частично. Дальше следуют голубая, зеленая, пурпурная, красная, синяя и черная полосы.

Кроме указанного устройства, в приставку и генератор внесен ряд изменений. Так, в приставке кварцевые резонаторы заменены последовательными колебательными контурами. Изменены также цепи коммутации генераторов поднесущих 4406, 4250 кГц и цветовой синхронизации 4756 кГц: выводы 5 микросхем DD3, DD5 и DD8 отключены от выводов 4 и соединены с выводами 10. При этом исключаются взаимодействие между контурами, так как они работают в импульсном режиме, и искажения сигналов цветности. Следует уменьшить и емкость конденсатора С1 до 470...510 пФ для устранения низкочастотных помех.

В самом генераторе сопротивление резистора R3 должно быть 1,3 кОм, а резистора R4 — 470 Ом для получения правильной формы сигнала «Градации яркости» в режиме «Цветные полосы» с целью обеспечения соотношения $U_Y = 0{,}3U_R + 0{,}59U_G + 0{,}11U_B$.

Принципиальная схема устройства изображена на рис.1 (нумерация деталей на ней продолжает нумерацию в приставке). Оно состоит из инвертора (VT1), повторителя (VT2), сумматоров цветоразностных сигналов (R20—R26), дополнительного переключателя (SB5), частотных модуляторов (VT3, VT4) и имитатора линии задержки (DD11, DD12). Вертикальные цветные полосы формируются при нажатой кнопке SB5 и включенных в генераторе и приставке режимах проверки нулей дискриминаторов и кнопке «:2».

На вход инвертора через конденсатор С3 и цепь R12C4 с генератора поступает яркостный сигнал «Градации яркости». С коллектора транзистора VT1 через конденсатор С5 инвертированный сигнал проходит на эмиттерный повторитель и далее на резисторы R20 и R21 сумматоров. Одновременно на резистор R22 с триггера (вывод 12) счетчика DD12 приходят импульсы формы меандр с частотой следования 62,5 кГц, то есть длительностью 8 мкс, которые используются в качестве сигнала синих полос, а на резисторы R26 и R23 — импульсы (меандр) с частотой следования 31,25 кГц, то есть длительностью 16 мкс, с генератора, которые служат в качестве сигнала красных полос. Поскольку яркостный сигнал инвертирован, а сигналы цветности нет, то в точках соединения, резисторов R20, R22 и R21, R23 они вычитаются в определенном соотношении. При этом получаются цветоразностные сигналы R—Y и B—Y.

При условии, что кнопка SB5 нажата, полученные сигналы беспрепятственно поступают с движков подстроечных резисторов R24 и R25 на транзисторы VT3 и VT4 через конденсаторы С6, С7 и дроссели L1, L2. Коллекторные переходы транзисторов VT3 и VT4 служат в качестве варикапов, которые через конденсаторы С8 и С9 подключены к колебательным контурам своих генераторов. Таким образом обеспечивается их частотное модулирование. Подстроечные резисторы R27 и R28 предназначены для установки начальных напряжений смещения на коллекторных переходах транзисторов VT3 и

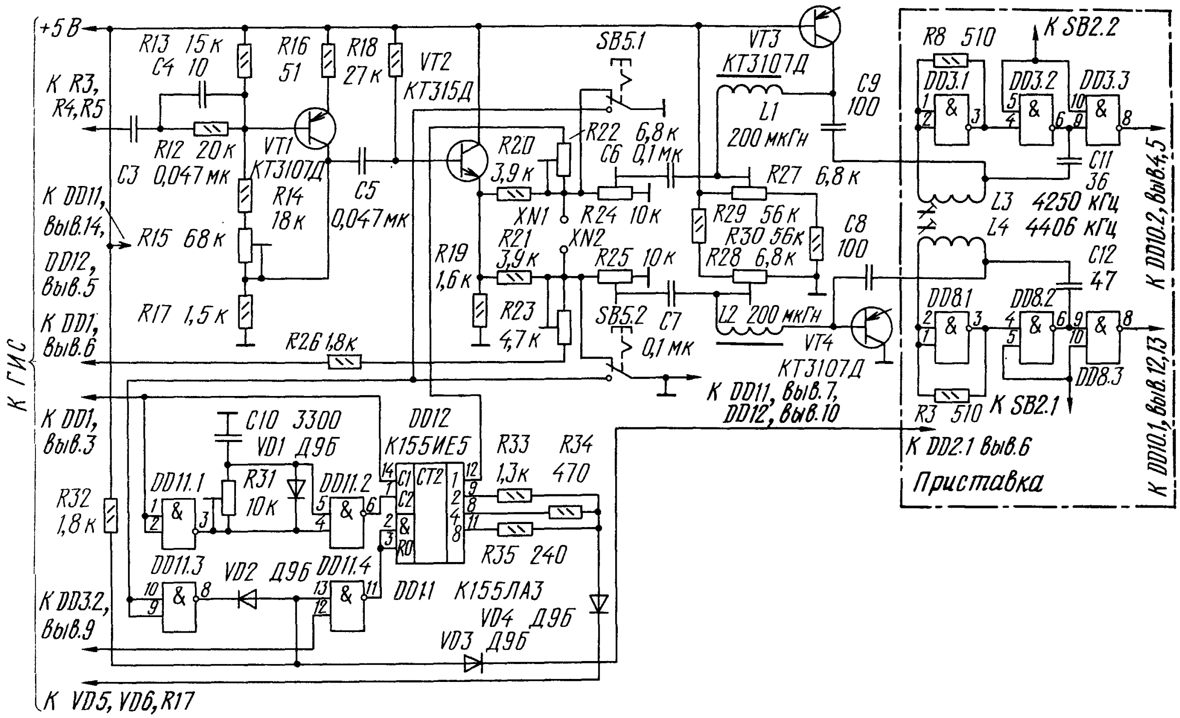


Рис. 1

VT4, соответствующих нулям дискриминаторов.

Следует иметь в виду, что сигнал R—Y должен передаваться в противофазе по отношению к сигналу B—Y. Это условие выполняется разным включением транзисторов VT3 и VT4: в канале сигнала B—Y переход транзистора VT3 включен относительно плюсового провода питания, а в канале сигнала R—Y — относительно минусового провода.

Поскольку при формировании цветоразностных сигналов и модулировании ими происходят фазовые сдвиги, сигналы цветности опаздывают по времени от сигнала яркости. Для обеспечения одновременного их прохождения требуется задержка яркостного сигнала. Имитатор линии задержки содержит формирователь импульсов на элементах DD11.1, DD11.2, счетчик DD12, который нагружен на резисторный преобразователь R33—R35, преобразующий сигналы двоичного кода в ступенчато изменяющееся напряжение сигнала «Градации яркости», и устройство запуска и синхронизации счетчика на элементах DD11.3, DD11.4.

На входы элемента DD11.1, служащего инвертором, с генератора поступают импульсы формы меандр с частотой следования 125 кГц, то есть длительностью 4 мкс. Пройдя инвертор, на вывод 4 элемента DD11.2 импульсы приходят непосредственно, а на его вывод 5 — через цепь R31C10VD1. На выводе 5 в результате зарядки конденсатора C10 напряжение повышается плавно и элемент DD11.2 переключается в нулевое состояние лишь при появлении уровня 1 на обоих входах, то есть с некоторой задержкой. При действии на выходе элемента DD11.1 уровня 0 конденсатор C10 быстро разряжается через диод VD1. Следовательно, уровень 0 на выходе элемента DD11.2 появляется с задержкой, переключая с задержкой по входу C2 и счетчик DD12. С задержкой резисторами R33—R35 формируется и новый сигнал «Градации яркости». Время его задержки устанавливают подстроечным резистором R31. Через диод VD4 сигнал поступает на генератор.

Элемент DD11.3 предназначен для выключения яркостного сигнала при отпущенной кнопке SB5. На вывод 12 элемента DD11.4 приходят строчные синхроимпульсы. Каждый импульс, воздействуя на входы R0 счетчика DD12, устанавливает его в нулевое состояние. После окончания импульса счетчик переходит в счетный режим. То же самое происходит и по выводу 13 элемента DD11.4, когда через диод VD3 приходят импульсы цветовой синхронизации.

Необходимо отметить, что на выводе 2 счетчика DD1 генератора форма прямоугольных импульсов сильно искажена, поэтому такой же длительности сигнал снимается с вывода 12 счетчика DD12 и используется как сигнал синих полос.

Для налаживания приставки с установленным в нее устройством необходимы осциллограф и хорошо настроенный телевизор. Налаживают их по методике, описанной в [2]. Перед настройкой контуров цветовых поднесущих 4250 (L3) и 4406 (L4) кГц и нулей дискриминаторов сначала устанавливают напряжение между базой и коллектором транзисторов VT3 и VT4 равным 0,3...0,4 В, подстроечными резисторами R27 и R28 соответственно при отпущенной кнопке SB5. После этого генератор отключают от телевизора.

С целью налаживания инвертора вход осциллографа подключают к коллектору транзистора VT1 и, вращая движок под-

Рис. 2

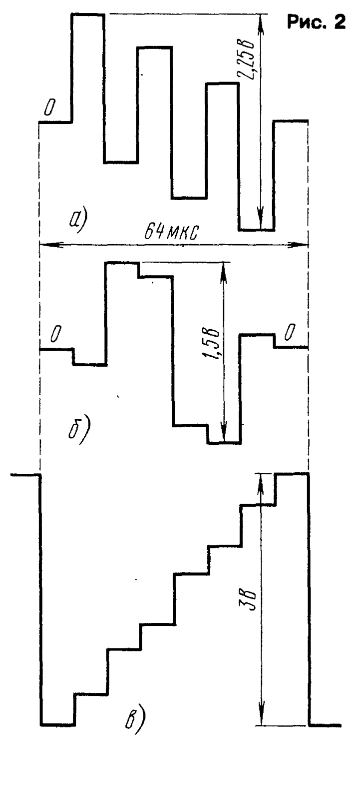
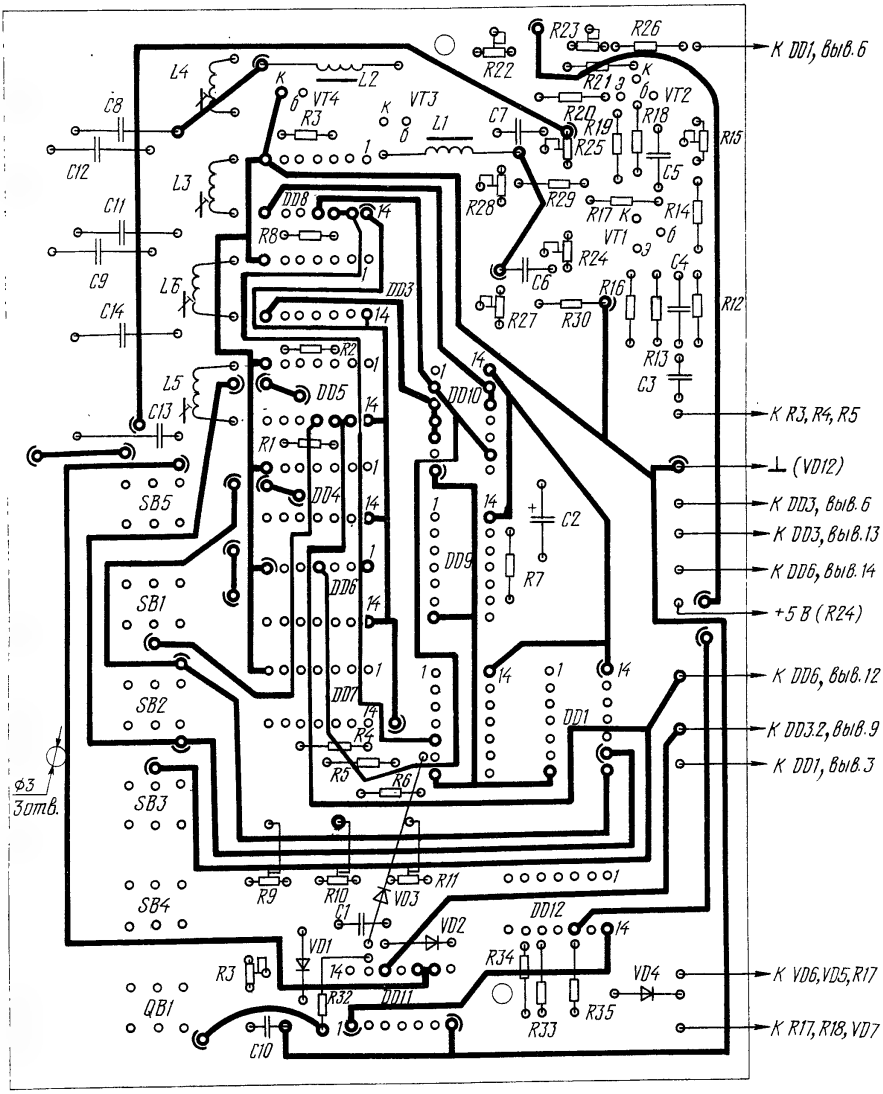


Рис. 3




строечного резистора R15, добиваются такой же формы и амплитуды сигнала, как и на входе, но в противофазе и не ограниченного по амплитуде. Если это не удается, подбирают резистор R16 или R12. Такой же сигнал присутствует и на эмиттере транзистора VT2. Следует отметить, что транзистор VT1 работает в режиме больших амплитуд, поэтому в каскаде необходимо установить транзистор с малой нелинейностью коэффициента передачи тока базы, например, серии КТ3107.

Сумматоры цветоразностных сигналов налаживают при нажатой кнопке SB5. Движки подстроечных резисторов R24 и R25 устанавливают в правое по схеме положение. Осциллограф подключают закрытым входом сначала к точке XN1 и, вращая движок подстроечного резистора R22, добиваются формы сигнала B—Y, изображенной на рис. 2,а. При этом начало и конец каждой строки должны находиться на одной линии и проходить через нулевую отметку на экране осциллографа. Если это не так, то неправильно отрегулирован инвертор (R15). Затем подключают вход осциллографа к точке XN2 и, вращая движок подстроечного резистора R23, добиваются формы сигнала R—Y, изображенной на рис. 2, б, с теми же требованиями, что и для сигнала B—Y.

После этого подключают вход осциллографа к аноду диода VD4. На экране должен наблюдаться сигнал «Градации яркости», как на рис. 2 ,в. При отпущенной кнопке SB5 сигнал должен отсутствовать.

Далее подсоединяют генератор к антенному гнезду телевизора и включают на нем кнопки SB1, SB9, QB1. На приставке нажимают кнопки QB1, SB2, SB5. При этом на экране телевизора появляется изображение таблицы «Градации яркости». Перемещая движки подстроечных резисторов R24 и R25, получают на экране цветные полосы и добиваются нужной их насыщенности визуально или по уровню сигналов на осциллографе в соответствующих точках блока цветности телевизора.

Затем отпускают кнопку SB5 приставки. При этом включится режим проверки нулей дискриминаторов. Нажав кнопку SB4, проверяют их установку. При необходимости подстраивают контуры вращением подстроечников катушек L3 и L4 или движков подстроечных резисторов R27 и R28.

И наконец, вращением движка подстроечного резистора R31 добиваются совмещения яркостного сигнала с сигналами цветности.

Конструктивно устройство смонтировано на печатной плате приставки (из двустороннего фольгированного стеклотекстолита). Ее рисунок со стороны деталей показан на рис. 3, а с противоположной стороны — на рис. 4. Дугой окружности на них помечены отверстия, через которые перемычками или выводами деталей соединены контактные площадки обеих сторон платы.

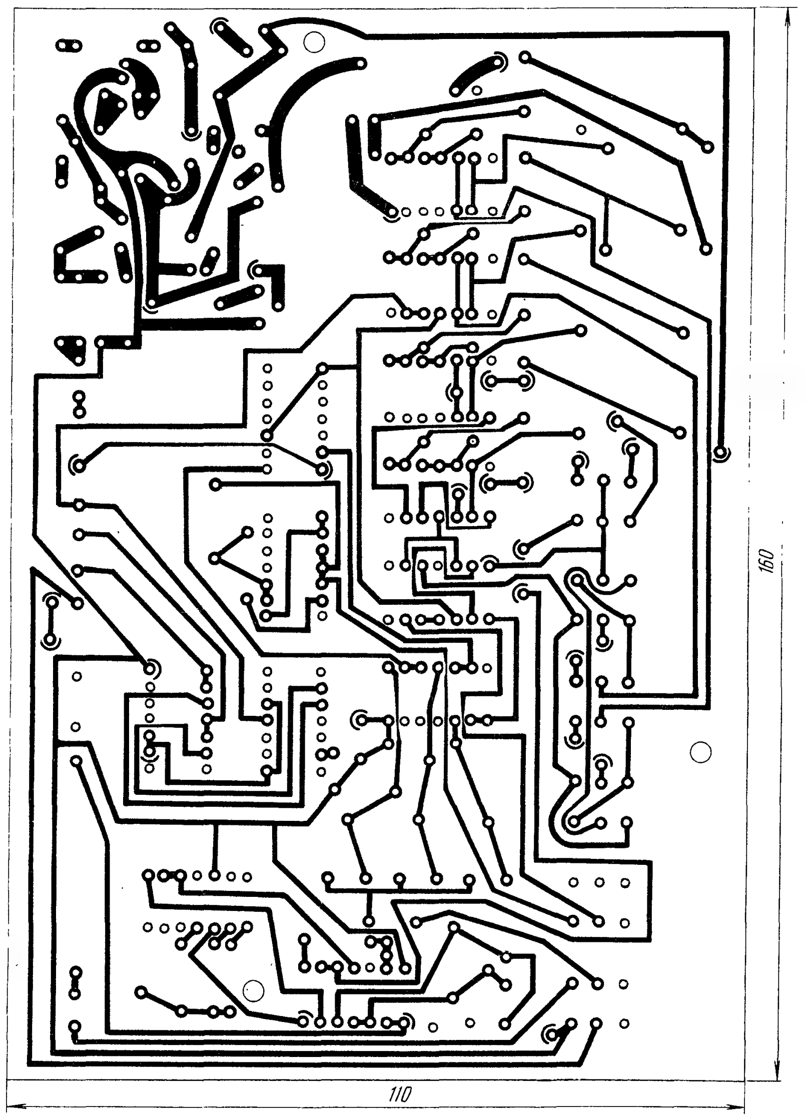



Рис. 4

В устройстве применены подстроечные резисторы СП3-38А и резисторы ОМЛТ. Конденсаторы С3—С7, С10 — любые, конденсаторы С8, С9, С11—С14 — КТК. Дроссели L1 и L2 — ДПМ-0,1. Диоды — любые маломощные высокочастотные. Намоточные данные катушек контуров и емкости конденсаторов С13, С14 — те же, что указаны в [2].

Следует указать, что приставку с устройством можно переоборудовать для формирования горизонтальных цветных полос. Для этого конденсаторы С3, С5—С7 приставки должны быть оксидными емкостью 5 мкФ на напряжение 10 В. Конденсатор С3 отключают от резисторов R3, R4, R5 генератора и соединяют с анодом диода VD4 приставки. Выводы 1 и 2 элемента DD11.1 отключают от вывода 3 микросхемы DD1 генератора и подключают к выводу 5 счетчика DD4. Вывод резистора R26 переключают на вывод 8 счетчика DD12 приставки, а вывод резистора R22 — на вывод 9 этого же счетчика. Вывод 12 элемента DD11.4 отключают от элемента DD3.2 генератора и соединяют с выводом 13 элемента DD11.4.

После указанных переключений налаживают сумматор по рассмотренной выше методике. Порядок чередования полос сверху вниз следующий: желтая, голубая, зеленая, пурпурная, красная, синяя, черная, белая, желтая, голубая.

**В. ШКУРОПАТ**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Дергачев В.** Генератор испытательных сигналов. (См. с.11 в этом сборнике).

2 **Отрошко В.** Приставка к генератору испытательных сигналов. (См. с.14 в этом сборнике).

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Почему частота повторения импульсов на выводе 12ИС DD12 ниже указанной в статье (62,5 кГц)?**

Частота переключения триггера счетчика DD12 (на выводе 12) равна 62,5 кГц. Однако если ее измерять цифровым частотомером, то он покажет меньшее значение. Причина этого в том, что такой частотомер считает число поступивших на его вход импульсов за определенное нормированное время (например, за 1 с). Триггер же счетчика DD12 работает в импульсивном режиме: он останавливается сигналом с выхода элемента DD11.4 на время прохождения импульсов цветовой синхронизации, равное 768 мкс (12 строк). Поскольку эти сигналы приходят 50 раз в секунду, суммарное время нахождения триггера в «остановленном» состоянии за 1 с составляет 38 400 мкс. А так как период колебаний частотой 62,5 кГц равен 16 мкс, то измеренная цифровым частотомером частота следования импульсов триггера f = 62 500 — 38 400/ 16 = 60 100 Гц = 60,1 кГц.

●

**Почему вместо полос всех требуемых цветов в середине экрана наблюдаются красные полосы, а по краям — зеленые?**

Подобная картина может наблюдаться в случае, если оба контура цветовых поднесущих (L3 и L4) настроены неправильно. Как указано в статье, настраивать их следует в режиме проверки нулей дискриминаторов. Вначале подстроечными резисторами R27, R28 при отпущенной кнопке SB5 устанавливают требуемый режим работы транзисторов VT3, VT4. Затем нажимают кнопку SB4, можно включить и градации яркости. В этом режиме работы приставки на экране телевизора должны быть видны мигания цвета, свидетельствующие о том, что система опознавания цвета работает нормально, но контуры цветовых поднесущих расстроены. Вращением подстроечников катушек L3 и L4 добиваются того, чтобы мигания перестали быть заметными (не изменяли бы фон экрана). После этого градации яркости выключают и нажимают на кнопку SB5. На экране снова должны появиться градации яркости. Поворотом движков подстроечных резисторов R24 и R25 добиваются необходимой насыщенности цвета вертикальных цветных полос.

В заключение рекомендуется еще раз проверить нули дискриминаторов и при необходимости подстроить их.

●

**Каково время задержки сигнала на выводе 6 ИС DD11.2?**

Время задержки сигнала на выходе элемента DD11.2 (вывод 6) равно примерно 3 мкс. Его устанавливают визуально методом совмещения яркостного сигнала с сигналом цветности на экране телевизора в режиме вертикальных цветных полос.

# ПРИБОР ДЛЯ ПРОВЕРКИ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ КИНЕСКОПОВ

Практическое изготовление комбинированного прибора для проверки кинескопов и восстановления эмиссии их истощенных катодов по описаниям в [1 и 2] выявило ряд недостатков рассмотренных ранее устройств. Так, при проверке на утечку (замыкание) между катодом и подогревателем или катодом и модулятором невозможно определить, с каким из катодов («красным», «зеленым» или «синим») произошло замыкание; нельзя проверить щелевые кинескопы 51ЛК2Ц и не предусмотрена возможность их восстановления, так как для их проверки цепи «красного», «зеленого» и «синего» катодов должны быть разделены, а в приборе [1] они замкнуты между собой. Кроме того, при усовершенствовании прибора [2] завышена мощность трансформатора, в результате чего он имеет большие массу и габариты, а также требуется ненужный расход провода из-за наличия двух вторичных обмоток, которые одновременно под нагрузкой не бывают. К тому же прибор содержит излишнее число разъемов для подключения кинескопов к прибору, что очень неудобно при эксплуатации.

В предлагаемом комбинированном приборе предпринята попытка дальнейшей модернизации узлов с целью устранения указанных недостатков. Его принципиальная схема изображена на рисунке. Прибор представляет собой устройство с раздельными узлами проверки и восстановления при общих цепях питания и подключения к кинескопам.

Прибор питается от трансформатора T1, который имеет меньшие массу и габариты и более экономичен. Трансформатор включает в себя одну общую высоковольтную обмотку II на 350 В с отводом (IIб) на 240 В. Напряжение всей обмотки II используется для питания выпрямителя узла проверки, а напряжение с части обмотки IIб — для питания выпрямителя узла восстановления. Их коммутируют кнопочным переключателем SB1. При нажатии на кнопку SB1.1 «Проверка» кнопка SB1.2 размыкает свои контакты SB1.2.1, а следовательно, прерывает цепь питания узла восстановления. К обмотке II трансформатора через контакты SB1.1.1 подключается выпрямитель питания узла проверки. При нажатии на кнопку SB1.2 «Восстановление» кнопка SB1.1 размыкается и отключает цепи питания узла проверки от вторичной обмотки трансформатора. С части IIб обмотки через замкнутые контакты SB1.2.1 напряжение 240 В поступает на выпрямитель узла восстановления.

Накальная обмотка трансформатора дополнена еще двумя частями III и IV с напряжением около одного вольта на каждой. При этом на накал кинескопа, например, 61ЛК3Ц, при восстановлении первоначально подают напряжение 7 В, а при необходимости (когда кинескоп восстанавливается плохо) 8 или 9 В переключателем SA1. Проверяют кинескопы только при установке переключателя SA1 в положение «7 В».

Трансформатор намотан на магнитопроводе Ш19х38. Намоточные данные обмоток трансформатора указаны в табл. 1.

Таблица 1

| Обмотка | Число витков | Диаметр провода, мм | Напряжение, В |
|---|---|---|---|
| I | 1210 | 0,2 | 220 |
| IIа | 605 | 0,1 | 110 |
| IIб | 1320 | 0,1 | 240 |
| III | 6 | 0,72 | 1,1 |
| IV | 6 | 0,72 | 1,1 |
| V | 40 | 0,72 | 7,2 |
| VI | 36 | 0,51 | 6,5 |
| VII | 9 | 0,38 | 1,6 |

Узел коммутации для проверки и восстановления кинескопов также изменен. В него входят переключатели SA2—SA4 и кнопки SB1—SB4.

Переключатель SA2 имеет только три положения (в предыдущем варианте их было пять). В первом из них — «$I_{кп}$» — переключатель замыкает цепь проверки на утечку (замыкание) между катодом и подогревателем, во втором — «$I_{км}$» — цепь проверки на утечку (замыкание) между катодом и модулятором, а в третьем — «$I_к$» — цепь проверки тока катодов. Токи утечки и эмиссии проверяют раздельно для каждого катода. Их цепи коммутируют контакты SB1.1.2, SB1.2.2 и переключатель SA4.

Кинескопы подключают к прибору через кабель с вилками XP2 и XP3. Однако можно применить и один малогабаритный разъем на 18—20 контактов. Адреса соединения проводов кабеля для широко применявшихся кинескопов 61ЛК3Ц (59ЛК3Ц), 51ЛК2Ц и 50ЛК1Б (47ЛК2Б, 59ЛК2Б, 61ЛК1Б) указаны в табл. 2. Для других кинескопов адреса проводов соединительных кабелей при необходимости можно легко найти самостоятельно, пользуясь нумерацией и назначением контактов разъемов и панелей кинескопа [1].

Степень годности кинескопа определяют в следующей последовательности. Проверяемый кинескоп кабелем подключают к гнездам XS1 и XS2 прибора. Нажимают на кнопку SB1.1 (контакты SB1.1.1 замыкаются). При этом контакты SB1.1.2 замыкают цепь ускоряющего электрода, а контакты SB1.2.2 — цепи модулятора и катода. Переключатель SA3 «Напряжение модулятора» устанавливают в положение «20», а переключатель SA2 «Режим проверки» в процессе измерений — вначале в положение «$I_{кп}$», затем «$I_{км}$» и «$I_к$». Движок переменного резистора устанавлива-

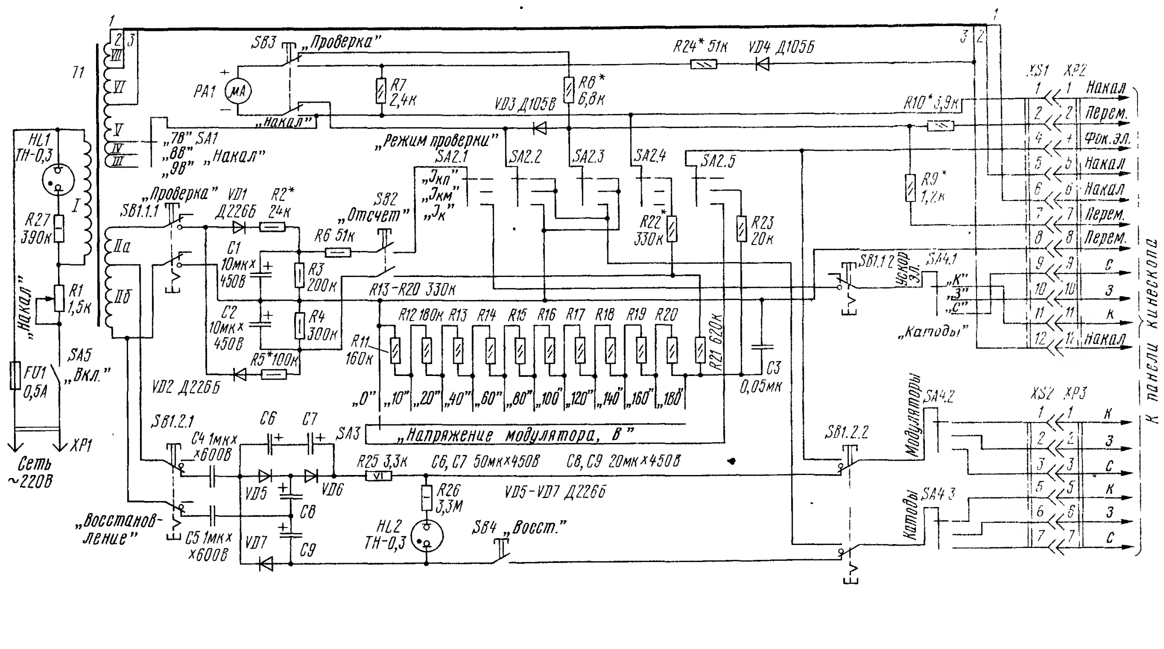


Таблица 2

| Контакт вилки* | Цепь | Соединение с контактом панели кинескопа | | |
|---|---|---|---|---|
| | | 61ЛК3Ц (59ЛК3Ц, 67ЛК3Ц) | 51ЛК2Ц | 50ЛК1Б (47ЛК2Б, 59ЛК2Б, 61ЛК1Б) |
| | Вилка XP2 | | | |
| 1 | Накал | 1 | 9 | 1 |
| 4 | Фокусир. электрод | 9 | 1 | 4 |
| 9 | Ускор. электрод («синий») | 13 | 7 | Нет |
| 10 | Ускор. электрод («зеленый») | 5 | 7 | Нет |
| 11 | Ускор. электрод («красный») | 4 | 7 | 3 |
| 12 | Накал | 14 | 10 | 8 |
| | Вилка XP3 | | | |
| 1 | Модулятор («красный») | 3 | 5 | 2 и 6 |
| 2 | Модулятор («зеленый») | 7 | 5 | Нет |
| 3 | Модулятор («синий») | 12 | 5 | Нет |
| 5 | Катод («красный») | 2 | 6 | 7 |
| 6 | Катод («зеленый») | 6 | 8 | Нет |
| 7 | Катод («синий»)» | 11 | 11 | Нет |

* Контакты 7 и 8 вилки XP2 соединены перемычкой.

ют в нижнее по схеме положение, после чего прибор включают в сеть — переводят тумблер SA5 во включенное положение. Загорается лампа HL1, индицирующая включение прибора в сеть.

Затем нажимают на кнопку SB3 «Накал» и переменным резистором R1 добиваются напряжения 6,3 В (в положении «7 В» переключателя SA1) аналогично описанному в [1]. После прогрева кинескопа в течение 2...3 мин прибор готов к измерениям.

Наличие тока утечки (замыкания) определяют при установке переключателя SA2 в положения «$I_{кп}$» и «$I_{км}$», переключателя SA4 в положения «К», «З» или «С» и нажатии кнопки SB2.

Для проверки тока катодов переключатель SA2 переводят в положение «$I_к$» и, так же переключая SA4 и нажимая на кнопку SB2 «Отсчет», по шкале в виде цветовых секторов прибора PA1 определяют степень годности катодов [1].

Определив, какой из катодов имеет низкую эмиссионную способность, прибор переключают на восстановление, для чего нажимают на кнопку SB1.2 «Восстановление». При этом цепи проверки разрываются как по питанию, так и подключению к кинескопу, а цепи восстановления подсоединяются. Контакты SB1.1.2 разрывают цепи ускоряющего электрода, а контакты SB1.2.2 подключают цепи модулятора и катода к умножителю напряжения на диодах VD5—VD7.

При нажатии на кнопку SB1.2 напряжение с части IIб обмотки трансформатора через контакты SB1.2.1 поступает на утроитель. Переключатель SA1 накала кинескопа устанавливают в положение «7 В», а движок переменного резистора R1 — в верхнее по схеме положение. Загорание индикаторной лампы HL2 указывает на готовность прибора к восстановлению.

Переключатель SA4 переключают в положение «К», если мала эмиссия «красного» катода, и кратковременно нажимают на кнопку SB4. Если эмиссионная способность восстанавливается, то индикаторная лампа HL2 резко гаснет. Так же восстанавливают эмиссию «зеленого» и «синего» катодов. Для этого переключатель SA4 устанавливают соответственно в положение «З» и «С» с последующим нажатием на кнопку SB4.

После восстановления кинескоп снова необходимо проверить на пригодность к эксплуатации. Причем перед нажатием на кнопку SB1.1 нужно переключатель SA1 «Накал» установить в положение «7 В» и переменным резистором R1 добиться по прибору PA1 напряжения 6,3 В. Восстановленными можно считать такие кинескопы, у которых эмиссия катодов соответствует отклонению стрелки не менее чем на 20 делений [1]. В большинстве восстановленных кинескопов отклонение стрелки достигает 32...40 делений.

Если при проверке кинескопа оказалось, что эмиссия катодов увеличилась, но не достаточна для дальнейшей эксплуатации, то повторяют восстановление при повышенном напряжении накала 8 В, а затем и 9 В.

**С. ДАНИЛЬЧЕНКО**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Глушко К.** Прибор для проверки кинескопов. — Радио, 1981, № 5, 6, с. 61—63.

2. **Пиш К.** Усовершенствование прибора для проверки кинескопов. — Радио, 1984, № 3, с. 24, 25.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

В качестве измерителя тока PA1 применен микроамперметр М4205 с током полного отклонения стрелки 50 мкА.

●

**Восстановление кинескопа 61ЛК5Ц.**

Для проверки и восстановления кинескопа 61ЛК5Ц используют тот же кабель, что и для 51ЛК2Ц. Доработка прибора сводится к изменениям в умножителе напряжения: из него необходимо вывести напряжения +300 (от точки соединения конденсаторов C5, C8, C9) и +600 В (от точки соединения конденсатора C8 с диодами VD5,VD6). В цепь первого из этих выводов включают токоограничительный резистор сопротивлением 1,1 кОм, в цепь второго — 2,2 кОм (мощность рассеяния резисторов в обоих случаях должна быть не менее 4...5 Вт).

Перед восстановлением кинескопа резистор R1 следует полностью вывести из цепи (движок — в верхнем — по схеме — положении), переключатель SA1 установить в положение «8 В», а к модуляторам подвести напряжение +300 В. Затем 3—4 раза кратковременно нажимают на кнопку SB4. Если эмиссионная способность кинескопа восстанавливается, индикаторная лампа HL2 резко гаснет.

После этого рекомендуется проверить кинескоп на пригодность к эксплуатации. Если ток восстановленного катода таков, что стрелка прибора PA1 отклоняется до отметки 35...40 мкА (при всей шкале 50 мкА), то можно считать, что кинескоп восстановлен. Если же стрелка отклоняется на значительно меньший угол (20...35 мкА), можно попробовать повторить процесс восстановления при напряжении на модуляторе +600 В (напряжение на подогревателе прежнее — 8 В). Дальнейшее повышение напряжения на модуляторе кинескопа 61ЛК5Ц недопустимо.

**К каким точкам панели кинескопа 51ЛК2Ц припаивают провода, идущие от контактов 2, 5 и 6 вилки XP2?**

При проверке и восстановлении кинескопа 51ЛК2Ц названные контакты не используют.

●

**Еще о восстановлении кинескопов.**

Все сказанное ниже подразумевает, что прибор доработан в соответствии с рекомендациями автора (см. «Радио», 1992, № 7, с. 59), т.е. имеется возможность подавать на модулятор кинескопа не только 900, но и 600, и 300 В. Удобно для этой цели ввести переключатель на три положения (далее — SA6): его подвижный контакт соединяют с резистором R26 и переключателем SB1.2.2, а неподвижные — с ограничительным резистором R25 (3,3 кОм) и двумя вновь введенными (2,2 кОм в цепи +600 В и 1,1 кОм в цепи +300 В).

При восстановлении кинескопов с небольшим экраном переключатель SA6 переводят в положение «+300 В», кинескопов 61ЛК2Ц — в положение «+300 В» или «+600 В», 61ЛК3Ц — последовательно во все названные положения, начиная с «+300 В», при напряжении на подогревателе 7 В. Как уже отмечалось, свидетельство нормально идущего процесса восстановления

кинескопа — погасание индикаторной лампы HL2 при кратковременном нажатии на кнопку SB4. Если она не гаснет, повторно нажимают на эту кнопку и не отпускают ее до тех пор, пока индикаторная лампа не начнет мигать или медленно гаснуть. Как только это произойдет, кнопку резко отпускают и тут же на короткое время нажимают вновь, затем эти манипуляции повторяют еще раз. Если при каждом нажатии на кнопку SB4 лампа HL2 быстро гаснет, восстановление прошло успешно. (Длительное — в течение 10...15 с — удержание кнопки в нажатом положении приводит к разогреванию катода и появлению его тока). Следует помнить, что напряжение на конденсаторах умножителя в процессе восстановления не должно изменяться.

Напряжение на подогревателе малогабаритных кинескопов должно быть не более 8 В. Как показывает опыт автора, практически все такие кинескопы восстанавливаются хорошо (если, конечно, нет нарушений контактов внутри колбы).

На подогревателе кинескопа 51ЛК2Ц можно установить напряжение 7 или 8 В (в зависимости от степени потери эмиссии катодов) и только в исключительных случаях (например, при почти полной потере эмиссии) его допустимо повысить до 9 В. Подогреватель кинескопов 61ЛК3Ц можно питать напряжением от 7 до 9 В. Последовательность действий при восстановлении этих кинескопов — такая же, как и для малогабаритных (разница только в том, что напряжение на модуляторе постепенно повышают с +300 до +900 В).

Если индикаторная лампа гаснет медленно, напряжение накала повышают вначале до 8, а если необходимо, и до 9 В. Как только лампа при нажатии на кнопку SB4 станет гаснуть быстро, необходимо понизить напряжение на модуляторе до +600, а затем и до +300 В. Если нажатие на кнопку SB4 вызывает быстрое погасание лампы, кинескоп можно считать восстановленным. После этого переключатель SA1 следует перевести в положение «7 В», установить подстроечным резистором R1 номинальное напряжение накала (6,3 В) и проверить эмиссию катодов.

# ЗАЩИТА НАКАЛА КИНЕСКОПОВ

Срок службы кинескопов в телевизорах определяется не только эмиссионной способностью катодов, но и возможностью перегорания их подогревателя (нити накала). Известно, что это происходит в основном из-за броска тока при включении телевизора [1]. Причина, по-видимому, — та же, что и в обычной лампе накаливания: усталостный разрыв еще холодной нити в результате быстрого разогрева в момент включения [2]. Однако в отличие от ламп накаливания, в которых сопротивление нити изменяется в 10 и более раз, в подогревателе кинескопа это изменение примерно равно лишь двум. В то же время на небольших участках подогревателя в местах его заделки, где он не покрыт электроизолирующим и теплопроводящим слоем алунда, отвод тепла существенно ухудшен. Поэтому здесь локальный скачок температуры в момент включения кинескопа может быть особенно велик, что и приводит в выходу из строя подогревателя. В тех случаях, когда для повышения эмиссии катода уже изношенных кинескопов накал питается повышенным напряжением, бросок тока, очевидно становится еще большим и вероятность перегорания нити накала возрастает.

Кроме того, при слишком быстром разогреве подогревателя в кинескопе вследствие перепада температур в материале катода неизбежно возникают механические деформации, приводящие к постепенному отслаиванию и осыпанию частиц его поверхностного активированного слоя. Эти частицы в результате действия электростатического поля могут попасть на изоляторы электронных прожекторов, что может вызвать нежелательные проводимости или замыкание.

Известно несколько способов устранения указанных недостатков. Например, в [3] предложено использовать стабилизатор с плавным нарастанием напряжения. Но его относительная сложность, использование дефицитных деталей, а также необходимость применения дополнительного источника питания не позволяют рассчитывать на широкое применение радиолюбителями, в особенности начинающими. Кроме того, если стабилизатор вдруг выйдет из строя (будет пробит), из-за повышенного напряжения перегорание нити накала почти неизбежно.

Можно было бы рекомендовать для защиты нити накала кинескопа использовать мощные терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Однако нашей промышленностью они пока еще не освоены. А жаль — ведь такой терморезистор, включенный последовательно с подогревателем, вполне мог бы скомпенсировать его положительный температурный коэффициент. В самом деле, когда нить еще холодная и ее сопротивление мало, терморезистор также холодный, но его сопротивление велико. Напротив, после прогрева током сопротивление нити увеличивается, а терморезистора — падает. Впрочем, по всей видимости, и в этом случае для питания нити накала потребуется источник с повышенным напряжением, что нежелательно.

Еще одним способом защиты подогревателя кинескопа можно назвать применение бареттера [1]. Однако этот способ, к сожалению, вовсе не устраняет первоначальный бросок тока, а лишь сокращает токовую перегрузку по времени. Разберемся, почему это происходит.

Для защиты нити накала кинескопа в [1] рекомендуется применить бареттеры 0, 425Б5, 5-12; 0, 85Б5, 5-12; 1Б5-9 или автомобильные лампы на 12 В x 3 св, 12 В x 5 св или 12 В x x 21 св. Понятно, что по физическим свойствам бареттер — это та же лампа накаливания: в холодном состоянии сопротивление нити накала мало, а в горячем — велико. Очевидно, что такая зависимость прямопротивоположна необходимой, которая указана в предыдущем случае.

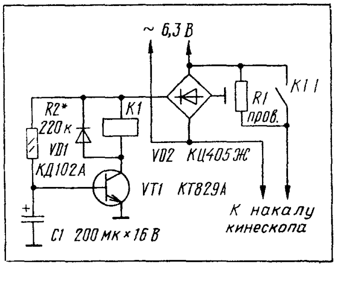
Когда нити накала бареттера и кинескопа полностью прогреются, т.е. войдут в стационарный режим термодинамического равновесия с окружающей средой, ток через нить накала кинескопа, естественно, должен быть равен номинальному. Из-за наличия довольно массивного катода постоянная времени прогрева нити накала у кинескопа значительно выше (3...5 с), чем у бареттера (десятки миллисекунд). Поэтому сравнительно быстрый разогрев нити последнего приведет к тому, что дальше подогреватель кинескопа будет прогреваться уже в более щадящем режиме. Однако устранения начального броска тока не произойдет, так как в холодном состоянии сопротивление нити накала минимально не только у кинескопа, но и у бареттера. Следовательно, такой способ защиты кинескопа весьма далек от совершенства. К тому же он также требует введения дополнительного источника питания, компенсирующего падение напряжения на бареттере.

Существует также любительская конструкция [4], в которой дополнительный источник питания не используется, а нить накала кинескопа вначале прогревается пониженным напряжением, а затем полным. Но это переключение нужно делать вручную, что неудобно. К тому же не исключена субъективная ошибка в требуемом моменте переключения. Однако принятый при конструировании устройства мудрый принцип «Не навреди!» (нет повышенного напряжения накала), несомненно, заслуживает внимания.

Описываемое далее устройство также принципиально не способно вызвать случайный выход кинескопа из строя, но работает оно уже в автоматическом режиме. Его принципиальная схема изображена на рисунке.

При разработке устройства автор исходил из следующих условий: во-первых, не использовать никаких дополнительных источников напряжения, создающих вольтодобавку или требующих каких-нибудь отводов от трансформаторов; во-вторых, вносить в телевизор минимальные изменения и, в-третьих, использовать наименьшее число необходимых дополнительных деталей.

После включения телевизора с накальной обмотки трансформатора на устройство поступает переменное напряжение 6,3 В. Протекающий через нить накала кинескопа ток ограничен резистором R1, и напряжение на ней вначале будет ниже, чем обычно. Сопротивление резистора R1 может быть выбрано так, что первоначальный бросок тока и, следовательно, выделяемой мощности $P_o$ на нити будет снижен в определенное число раз, а существенная часть напряжения 6,3 В будет приложена к этому резистору R1, на долю нити накала придется лишь его остаток. При этом постепенно происходит зарядка конденсатора C1 через резистор R2 и диодный



мост VD2. Однако транзистор VT1 пока закрыт, а обмотка K1 реле обесточена и его контакты K1.1 разомкнуты.

По мере прогрева падение напряжения на нити увеличивается, а на резисторе R1, наоборот, уменьшается. Через определенное время напряжение на ней достигнет такого значения, при котором уже не будет расти, т.е. наступит тепловое равновесие. Примерно в это же время конденсатор C1 зарядится настолько, что транзистор VT1 откроется и через обмотку K1 потечет ток. Реле сработает, и его контакты K1.1 замкнут ограничительный резистор R1. К нити накала будет приложено полное напряжение 6,3 В, и в дальнейшем через нее будет протекать номинальный ток. Происходящий при этом повторный бросок тока существенно ослаблен, поскольку нить накала уже прогрета. В номинальном режиме устройство не оказывает никакого влияния на накальную цепь кинескопа.

Следует особо отметить, что полный ток накала подается автоматически в оптимальный момент, когда катод уже достаточно прогрет ограниченным током. Однако необходимо также указать, что щадящий режим прогрева нити накала кинескопа достигается ценой некоторого увеличения времени (на 10...15 с) готовности кинескопа к нормальной работе. Но очевидно, что это выгодно, так как долговечность дорогостоящего кинескопа будет существенно повышена. К тому же при использовании устройства не требуется ожидать две минуты или одну, как получается в других аналогичных блоках (например в [3]).

Для того чтобы правильно выбрать параметры деталей устройства, необходимо учитывать следующие условия. Подогреватели отечественных кинескопов рассчитаны на номинальное напряжение $U_{ном}$, равное 6,3 В, а ток накала $I_{ном}$ может быть 0,3; 0,6 или 1 А в зависимости от типа кинескопа. Так, для черно-белых кинескопов с номинальным током подогревателя 0,3А(47ЛК2Б, 50ЛК1Б, 59ЛК2Б, 61ЛК2Б, 67ЛК1Б и др.) сопротивление резистора R1 должно быть в пределах 8...12 Ом, а его мощность рассеяния — более 1 Вт. Для кинескопов с током подогревателя 0,6 А (35ЛК2Б, 43ЛК9Б и др.) потребуется ограничительный резистор R1 сопротивлением 4...6 Ом и мощностью рассеяния не менее 2 Вт. В цветных телевизорах, где применены кинескопы с током подогревателя 1 А (40ЛК2Ц, 40ЛК4Ц, 59ЛК3Ц и 61ЛК3Ц), необходимо установить резистор R1 сопротивлением 2,5...3,5 Ом и мощностью не менее 4 Вт.

Рассмотрим конкретный пример, поясняющий выбор параметров деталей устройства. Предположим, имеется кинескоп 61ЛК3Ц, минимальный ток подогревателя которого равен 1 А. Без описываемого устройства в начальный момент ($U_о = U_{ном}$) сопротивление его холодных нитей накала равно $R_о$ = 2,7 Ом (измерено омметром), начальный бросок тока будет равен $I_о = U_{ном}:R_о$ = 6,3:2,7 = 2,33 А, а бросок мощности — $P_о = U_{ном} \times I_о$ = 6,3x x 2,33 = 14,7 Вт. После прогрева номинальным током ($I_{ном}$ = 1 А) в течение длительного времени (в установившемся режиме) ее сопротивление увеличится до значения $R_{ном} = U_{ном}:I_{ном}$ = 6,3:1 = 6,3 Ом. При этом потребляемая мощность будет равна $P_{ном} = U_{ном} \times I_{ном}$ = 6,3 Вт.

С подключенным устройством в кинескопе возникает уже не один, а два броска тока и, следовательно, мощности. Во-первых, потребляемая нитями начальная мощность в момент их включения через резистор R1 равна $R_{O\cdot R1}$, что существенно меньше $P_о$ (без резистора). Во-вторых, при замыкании резистора R1 после прогрева подогревателей происходит повторный рост рассеиваемой мощности. Он будет равен разности мощности $P_{пром}$, потребляемой ими сразу после замыкания резистора R1, и мощности $P_{пром.R1}$, которая на них рассеивается непосредственно до замыкания резистора R1. Этот бросок также значительно меньше $P_о$. Это объясняется тем, что при прогреве через резистор R1 сопротивление нитей возрастает уже довольно сильно: примерно до 0,8 $R_{ном}$ (т.е. примерно до 5 Ом).

Однако, с одной стороны, сопротивление резистора R1 должно быть достаточно большим, чтобы наиболее эффективно подавлять первоначальный бросок тока и мощности, а с другой стороны, оно должно быть настолько мало, чтобы повторный бросок также был мал. Следовательно, сопротивление резистора R1 должно быть выбрано оптимальным. Теоретически установлено, а затем практически подтверждено, что выгоднее всего использовать ограничительный резистор, сопротивление которого равно $R_о$.

Тогда, опуская промежуточные вычисления, для кинескопа 61ЛК3Ц получим следующие значения мощностей: $P_{0\cdot R1}$ = 3,68 Вт, $P_{пром.R1}$ = 3,34 Вт, $P_{пром}$ = 7,87 Вт. Следовательно, разность $P_{пром} - P_{пром.R1}$ равна 4,53 Вт. Отсюда следует, что первоначальный бросок рассеиваемой мощности будет снижен в 4 раза (3,68 вместо 14,7 Вт), а повторный — в 3,2 раза (4,53 вместо 14,7 Вт). Если принять, для сравнения, сопротивление резистора R1 равным 2 Ом (вместо 2,7 Ом), то первоначальный бросок будет уменьшен в 3, а повторный — в 4,2 раза. Наоборот, при сопротивлении резистора R1, равном 3,5 Ом, они будут уменьшены в 5,3 и 3 раза соответственно.

Очевидно, что повторный бросок тока для нитей накала кинескопа все же менее опасен, чем первоначальный. Поэтому меньшая степень снижения повторного броска при R1 = $R_о$ вполне оправдана. Следовательно, для практического выбора сопротивления резистора R1 достаточно лишь точно измерить сопротивление нити (нитей) накала кинескопа в холодном состоянии. Чтобы нагрев резистора был не очень велик, желательно использовать проволочный резистор, например, переменный резистор ПП10 — 10 Ом.

Несколько слов о параметрах времязадающей цепи R1C1. Постоянная времени прогрева подогревателя большинства современных отечественных кинескопов равна 3...5 с. Из теории известно, что за время 4τ процесс прогрева можно считать завершенным. Поэтому, чтобы излишне не затягивать стадию разогрева нитей накала, желательно, чтобы срабатывание реле происходило именно в этот момент, т.е. время задержки срабатывания реле должно быть в пределах 12...20 с. Однако, если это время по какой-нибудь причине будет мало, то повторный бросок тока станет неоправданно большим. Значит, с запасом время задержки устанавливают в пределах 17...25 с.

Для того чтобы минимизировать время задержки для конкретного образца кинескопа, желательно определить реальную постоянную времени τ, тем более что сделать это не очень сложно. С этой целью сначала измеряют сопротивление $R_о$ холодных подогревателей непосредственно омметром (лучше всего цифровым), затем определяют $R_{ном}$ прогретых подогревателей косвенно, измерив амперметром ток накала при известном напряжении накала $U_{ном}$ и вычислив по закону Ома. После этого рассчитывают мгновенное значение тока накала Iτ, до которого он снизится в течение постоянной времени по приближенной формуле $I\tau = U_{ном}:(0{,}368\,R_о + 0{,}632\,R_{ном})$. Например, при $R_о$ = 2,7 Ом, $R_{ном}$ = 6,3 Ом, $U_{ном}$ = 6,3 В получим Iτ = 1,27 А (напомним, что $I_о$ = 2,33А, а $I_{ном}$ = 1А).

Рассчитав значение Iτ, на стекле стрелочного амперметра нужно стеклографом или даже шариковой авторучкой нанести хорошо заметную метку против деления, соответствующего найденному значению. Если теперь включить одновременно цепь накала, собранную по обычной схеме, и секундомер, ток в ней будет довольно быстро снижаться. В тот момент, когда стрелка амперметра совпадет с этой меткой, следует остановить секундомер. Показанное им время и будет равно τ. И так — несколька раз (повторные измерения следует проводить лишь после полного остывания нити накала). Затем вычисляют среднее значение. Предположим, оно равно 3,5 с. Тогда подбором резистора R2 устанавливают время задержки включения реле, чуть большее 14 с (4 x 3,5 с).

Следует указать, что если реле устройства по какой-нибудь причине (например, из-за пониженного напряжения сети) срабатывать не будет, кинескоп станет работать с недокалом, что недопустимо. Следовательно, в устройстве необходимо применить относительно низковольтное реле. Подходящими (по мнению автора) прежде всего можно считать реле РЭС-10 (паспорт РС4. 524. 304, ток срабатывания 80 мА, сопротивление обмотки 45 Ом), РЭС-15 (паспорт РС4. 591.002, ток 30 мА, сопротивление 160 Ом) и РЭС-9 (паспорт РС4. 524. 203, ток 108 мА, сопротивление 30 Ом). Последнее наиболее предпочтительно, поскольку оно снабжено надежными контактами из платиноиридиевого сплава, а также двумя парами (вместо одной) переключающих контактных групп, которые для надежности коммутации можно соединить параллельно.

Из устаревших реле вполне подойдут РСМ-1 (паспорт Ю. 171. 81. 50, ток 68 мА, сопротивление 60 Ом) или РСМ-2 (паспорт Ю. 171. 81. 51, ток 68 мА, сопротивление 60 Ом или Ю. 171. 81. 58, ток 100 мА, сопротивление 30 Ом). Наконец, с успехом можно применить малогабаритные автомобильные реле 112. 3747, 113. 3747, 113. 3747-10 или 111. 3747 (напряжение срабатывания 4,5...7 В, сопротивление обмотки 85 Ом). Обмотка этих реле имеет маркировку числами 85 и 86, а нормально разомкнутая группа контактов — числами 30 и 87.

Если в устройстве установлено реле РЭС-9 (паспорт РС4. 524. 203) или РСМ-1 (паспорт Ю. 171.81. 50) с двумя контактными группами, то одновременно с управлением током подогревателя целесообразно коммутировать анодную цепь кинескопа подобно тому, как это предложено в [3,4]. Тогда анодное напряжение на кинескоп будет подано автоматически лишь после предварительного прогрева нитей накала, что способствует сохранности катода. Тем самым срок службы кинескопа будет дополнительно продлен. Это тем более важно для кинескопов современных телевизоров, в которых ламп нет, а анодное напряжение появляется почти сразу после включения.

**В. БАННИКОВ**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Сотников С.К.** Модернизация узлов телевизоров. — М.:Радио и связь, 1990, с.82 — 105.
2. **Банников В.** Защита электроосветительных приборов. — Радио, 1990, № 12, с. 53.
3. **Лапкин В.** Плавный разогрев накала кинескопа. — Радио, 1992, № 1, с. 47,—48.
4. **Миллер Г.** Защита цветного кинескопа. — Сб.: «В помощь радиолюбителю», вып. 104, с. 35—38. — М.: ДОСААФ, 1989.

# ПЛАВНЫЙ РАЗОГРЕВ НАКАЛА КИНЕСКОПА

Кинескопы, особенно цветные, должны эксплуатироваться при определенных стабилизированных напряжениях, так как правильный и стабильный режим обусловливает получение изображения высокого качества, а также в большой степени и длительный срок службы. На большинство электродов кинескопа напряжения поступают с цепей и каскадов телевизора, режим которых стабилизирован. Однако напряжение и ток накала подогревателей, играющих не менее важную роль, чем другие цепи кинескопа, оказываются нестабилизированными. Поэтому изменения напряжения питающей сети существенно влияют на его работу.

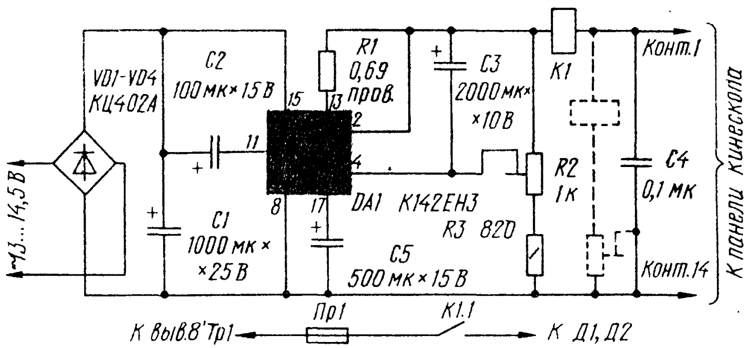
Срок службы кинескопа зависит, прежде всего, от долговечности его катодов, а она, в свою очередь, — от их температурного режима, создаваемого подогревателем. Колебания температуры нагрева влекут за собой изменения эмиссионных свойств катода, а следовательно, и изменение качества изображения. Кроме того, продолжительность работы кинескопа определяется еще и долговечностью самого подогревателя. Сокращение срока его службы может произойти из-за разрушения нити накала во время броска тока при включении телевизора, так как в течение нескольких секунд ток накала оказывается существенно увеличенным по сравнению с номинальным из-за того, что сопротивление холодного подогревателя значительно меньше, чем у нагретого. К тому же при быстром разогреве катода внутри его материала могут возникать механические деформации, приводящие к растрескиванию и осыпанию поверхностного активированного слоя. Эти частицы оседают на изоляторах электронных пушек и могут быть причиной возникновения межэлектродных замыканий.

Стабилизировать тепловой режим катода кинескопа, оптимизировать его на разных этапах эксплуатации, устранить броски тока в нити накала при включении телевизора поможет несложное устройство, принципиальная схема которого изображена на рисунке. Оно представляет собой регулируемый стабилизатор с плавным нарастанием напряжения, поступающего на подогреватель катода кинескопа, и задержкой подачи высокого напряжения на анод на время, необходимое для полного разогрева катода (около 2 мин).

Стабилизатор собран на микросхеме DA1. При включении телевизора выпрямленное диодами VD1—VD4 напряжение поступает на выводы 15 и 8 микросхемы. С выводов 13 и 8 микросхемы через резистор R1 и обмотку реле K1 стабилизированное напряжение приходит на подогреватель кинескопа. Резистор R1 играет роль датчика-ограничителя тока. Сопротивление резистора указано на схеме для работы с кинескопом 61ЛК3Ц при напряжении 13 В на входе микросхемы.

Для каждого из кинескопов сопротивление резистора R1 рассчитывают по формуле:

$R1 = [1{,}25 - 0{,}5\,I_н - 0{,}023\,(U_{вх} - U_н)] / I_н$, где $I_н$ — максимально допустимый ток накала (для некоторых кинескопов он указан в приводимой таблице), $U_{вх}$ — напряжение на входе (выводы 15 и 8) микросхемы, $U_н$ — напряжение, необходимое для нормальной работы подогревателя кинескопа (во всех случаях берется номинальное значение 6,3 В). Однако ввиду того, что коэффициент стабилизации микросхемы К142ЕН3 — не хуже 0,25, напряжение на выходе микросхемы, устанавливаемое подстроечным резистором R2, в процессе эксплуатации практически не изменяется, а следовательно, и ток не будет превышать заданного значения. При этом резистор R1 можно исключить, установив перемычку, а вывод 2 микросхемы не использовать, оставив свободным.




Плавное нарастание выходного напряжения устройства в момент включения обеспечивается установкой в цепи коррекции и обратной связи микросхемы конденсаторов C3 и C5. Для исключения влияния соединительных проводов на динамические параметры стабилизатора резисторы делителя R2R3 в цепи обратной связи и конденсатор C4 необходимо установить возможно ближе к нагрузке. По мере зарядки конденсаторов C3 и C5 на выходе микросхемы появляется напряжение и нарастает до необходимого значения. При указанных на схеме номиналах элементов напряжение и ток подогревателя увеличиваются после включения телевизора от нуля до заданного резистором R2 значения приблизительно за 2 мин, что вполне обеспечивает плавный разогрев катода.

Обмотка токового реле K1 рассчитана так, что по достижении номинального тока подогревателя замыкаются контакты K1.1, которые включены в цепь питания узла синхронизации телевизора УЛПЦТИ-61-II («Горизонт-736» и т.п.). Для того чтобы высокое напряжение на анод кинескопа поступало только после полного разогрева катода, необходимо параллельно конденсатору C96 на плате коллектора телевизора или вместо него включить конденсатор К50-6 емкостью 2000 мкФ на напряжение 50 В. На плате выходного усилителя канала яркости конденсатор C9 емкостью 0,047 мкФ нужно заменить на оксидный конденсатор емкостью 50...100 мкФ на напряжение 50 В с возможно малым током утечки.

В устройстве конденсаторы C1—C3, C5 — К50-6, причем конденсаторы C2, C3, C5 желательно установить с возможно малым током утечки. Конденсатор C4 — любой керамический емкостью 0,047...0,1 мкФ. Диоды VD1—VD4 — сборки КЦ402, КЦ405 или диоды КД202 с любым буквенным индексом. Резистор R1 — самодельный проволочный, в виде бескаркасной спирали, в которой применен провод из нихрома диаметром 0,6 мм и длиной 21,6 см. Сопротивление такого провода равно приблизительно 0,032 Ом/см.

Реле K1 — герконовое, самодельное. На геркон наматывают два слоя провода ПЭВ-1 диаметром 0,29...0,35 мм. Точного порога срабатывания реле добиваются экспериментально, уменьшая или увеличивая число витков обмотки. Вместо токового реле K1 можно включить реле напряжения, как показано на схеме штриховой линией, например РЭС-9 (паспорт РС4.524.202), которое срабатывает при достижении на его обмотке напряжения 5,5 В. Последовательно с обмоткой этого реле для более точной установки порога

| Кинескоп | Ток накала, А | | |
|---|---|---|---|
| | минимальный (в начале эксплуат.) | оптимальный (по мере необход.) | максимальный (по мере необход.) |
| 51ЛК2Ц | — | 0,7 | — |
| 59ЛК2Ц, 61ЛК3Ц | 0,81 | 0,9 | 0,99 |
| 61ЛК4Ц | 0,65 | — | 0,79 |
| 61ЛК5Ц | 0,63 | — | 0,77 |

срабатывания необходимо включить подстроечный резистор сопротивлением 10 Ом и мощностью не менее 1 Вт.

Для питания устройства на сетевом трансформаторе телевизора наматывают дополнительную обмотку проводом ПЭВ-1 диаметром 0,74...0,8 мм поверх имеющихся обмоток на любой половине магнитопровода. Обмотка содержит 19—21 виток. Переменное напряжение на ней равно 13...14,5 В. Число витков дополнительной обмотки рассчитано для сетевых трансформаторов телевизоров УЛПЦТ-59/61-II, УЛПЦТИ-61-II. Для других телевизоров число витков необходимо рассчитать заново или определить экспериментально.

Вместо микросхемы К142ЕН3 можно применить К142ЕН4 или К142ЕН1, снабдив последнюю мощным выходным каскадом, который должен выдерживать ток нагрузки не менее 1 А.

Налаживание устройства начинают с установки необходимого выходного напряжения стабилизатора. Для этого подогреватель кинескопа и конденсатор С3 отключают, а вместо конденсатора С5 указанной емкости устанавливают другой емкостью 0,1 мкФ. К выходу микросхемы подключают вольтметр постоянного тока и подстроечным резистором R2 добиваются необходимого для работы подогревателя напряжения. Для нового кинескопа оно может быть равно 5,7 В. По мере необходимости в процессе эксплуатации его можно увеличить.

Далее подключают выход стабилизатора к подогревателю кинескопа и конденсаторы С3 и С5 (указанной на схеме емкости) и включают питание. По показаниям вольтметра устанавливают продолжительность нарастания напряжения и его значение, при котором срабатывает реле К1 (в момент его включения будет слышен щелчок). Затем подбирают число витков обмотки реле К1 так, чтобы его контакты замыкались не раньше, чем за 2...3 с до окончания увеличения напряжения.

При регулировке ручку регулятора яркости устанавливают в среднее положение так, чтобы обеспечивалась нормальная яркость изображения. Если после 3...4 мин работы телевизора яркость окажется недостаточной, необходимо при отключенном подогревателе подстроечным резистором R2 увеличить напряжение на выходе устройства и вновь наладить работу реле тока на заданный режим.

**В. ЛАПКИН**

# УСТРОЙСТВО РАЗМАГНИЧИВАНИЯ КИНЕСКОПА

В цветных телевизорах УЛПЦТ-59/61-II-10/11 после прогрева можно увидеть на черно-белом изображении цветные пятна с левой и правой сторон экрана. Они просматриваются даже при правильных регулировке чистоты цвета, статическом и динамическом сведении лучей, а также при исправных деталях устройства размагничивания кинескопа. Если же дополнительно размагнитить кинескоп внешней петлей, то чистота цвета сохраняется нормальной в течение одного-двух дней, после чего снова ухудшается. Кроме того, было замечено, что при отключенной внутренней петле после внешнего размагничивания чистота цвета сохраняется хорошей гораздо дольше, чем при подключенной. Очевидно, что внутренняя петля плохо размагничивает (точнее, плохо компенсирует поле Земли) в кинескопе.

Объяснение указанного эффекта можно дать, если вспомнить, что переменный ток частотой 50 Гц, протекающий через внутреннюю петлю размагничивания, имеет форму, показанную на рис. 1. На нем видно, что амплитуда тока каждого полупериода всегда больше амплитуды тока следующего полупериода противоположной полярности, т. е. $I_1 > I_2$ (спадает по экспоненциальному закону). Следовательно, первым импульсом тока кинескоп намагничивается, а второй импульс тока отрицательной полярности не в состоянии его размагнитить из-за меньшей силы.

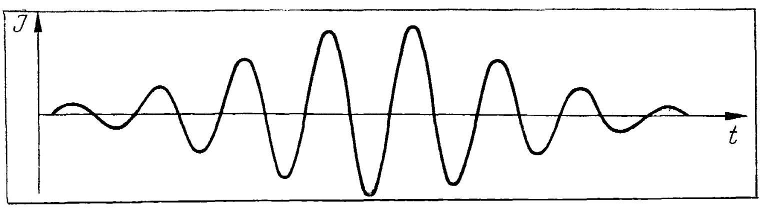



Рис. 2

Описываемое здесь устройство устраняет замеченный недостаток. При размагничивании кинескопа переменный ток в петле устройства сначала плавно нарастает, а потом плавно спадает, как показано на рис. 2. Причем время размагничивания (около 15 с) намного больше, чем у обычного устройства (1...5 с), установленного в телевизоре. Этим и объясняется малая разница амплитуд тока полупериодов противоположной полярности. Повторное размагничивание кинескопа может быть проведено через 1...2 с после выключения телевизора.

Принципиальная схема устройства показана на рис. 3. При включении телевизора конденсатор С1 устройства начинает заряжаться через резистор R1 и диод VD2. Напряжение на конденсаторе и базе транзистора VT1 плавно возрастает. Вследствие этого и ток, проходящий через резисторы R3, R4, транзистор VT1 и лампу оптрона U1, увеличивается. Сопротивление фоторезистора оптрона плавно уменьшается, а ток, протекающий через транзисторы VT1—VT4, резисторы R5—R8, диоды VD4—VD7 и петлю размагничивания, увеличивается.

Как только напряжение на конденсаторе С1 достигает примерно 20 В, открывается динистор VD1 и конденсатор начинает разряжаться. Коллекторный ток транзистора VT1 и яркость свечения лампы оптрона U1 плавно уменьшаются, а

Рис. 3

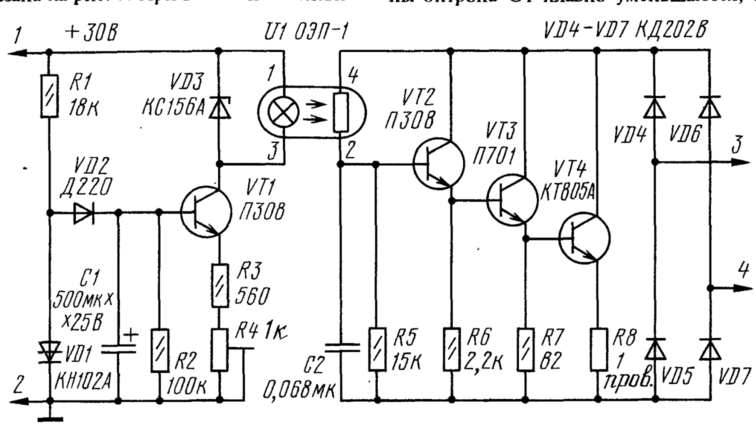
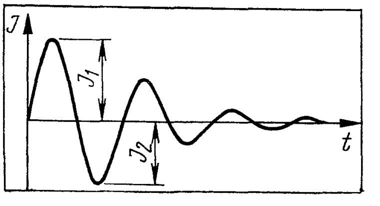



Рис. 1



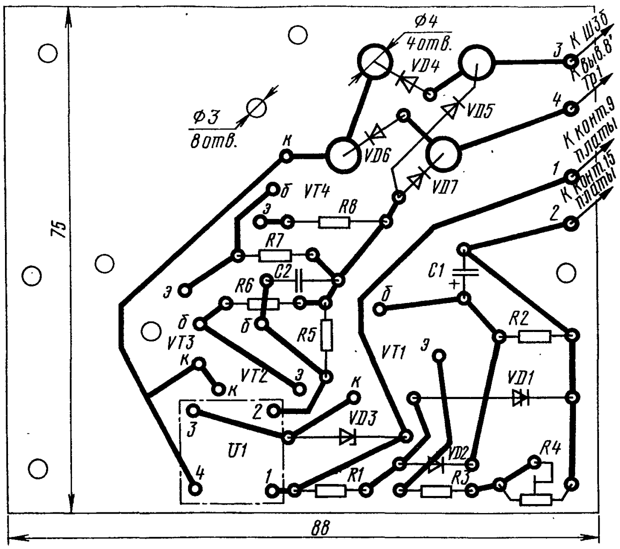



Рис. 4

сопротивление фоторезистора оптрона увеличивается. В результате ток через транзисторы VT2—VT4 и, следовательно, через петлю размагничивания плавно уменьшается до нуля, процесс размагничивания заканчивается. Стабилитрон VD3 защищает лампу оптрона от превышения допустимого напряжения на ней.

Чертеж печатной платы и расположение деталей на ней показаны на рис. 4. В устройстве применены конденсаторы К50-16 (C1) и КЛС (C2). Резистор R4 — СП3-16-0,25. Резистор R8 изготовлен из манганиновой проволоки диаметром 0,42 мм. Остальные резисторы — МЛТ.

Диоды КД202В можно заменить на КД202А, КД202Д, КД202Ж, КД202М, КД202Р. Вместо транзистора П308 можно использовать П307А—П307В, КТ605Б, КТ608Б; вместо П701 — П701А, П701Б, КТ815А—КТ815Г; а вместо КТ805А — КТ805Б, КТ803А. Оптрон ОЭП-1 можно заменить на ОЭП-13.

Транзистор КТ805А (VT4) устанавливают без теплоотвода, однако в случае применения в устройстве транзистора КТ805АМ или КТ805БМ нужна дополнительная площадь охлаждения около 30 см$^2$.

Устройство закрепляют на блоке питания телевизора. При подключении необходимо провода, идущие от разъема Ш3б к контактам 2 и 22 платы блока питания, отключить от контактов и подсоединить один из них к выводу 8 сетевого трансформатора Тр1 телевизора, а второй — к контакту 3 устройства. Контакт 1 устройства подключают к контакту 9 платы блока питания, контакт 2 — к контакту 15 платы, а контакт 4 — к выводу 8' сетевого трансформатора телевизора.

Налаживание устройства заключается в установке режима работы транзистора VT1 подстроечным резистором R4 при подключенном к петле размагничивания вольтметре переменного тока. Изменяя положение движка резистора R4, добиваются плавного нарастания и спадания переменного напряжения после каждого включения телевизора. Максимальное переменное напряжение должно быть около 25 В.

Л. ВОЙТОВИЧ

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Замена динистора.**

При отсутствии динистора (КН102А) в качестве ключевого элемента можно использовать его аналог на транзисторах разной структуры. Вместо КТ361В возможно применение транзисторов КТ361Г — КТ361Е, КТ203А, вместо КТ315Д — КТ315Е, П307А — П307Г, П308.

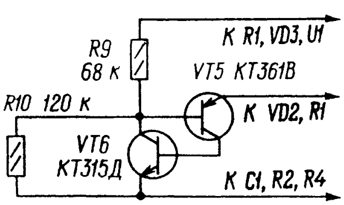



Рис. 5

**Замена оптрона.**

Вместо оптрона ОЭП-1 в устройстве можно применить транзисторный оптрон АОТ110А или АОТ110Б. При такой замене транзистор VT2 и стабилитрон VD3 исключают, резистор R5 заменяют резистором 100 кОм, R3 — резистором сопротивлением 820 Ом (с мощностью рассеяния не менее 0,5 Вт), а транзистор П308 (VT1) — на КТ608Б, КТ815А — КТ815В. Вывод 1 оптрона названной серии подключают к коллекторам транзисторов VT3, VT4 и катодам диодов VD4, VD5, вывод 2 — к коллектору VT1, вывод 3 — к цепи R5C2, выводы 4 и 5 — соответственно к верхнему (по схеме) выводу резистора R1 и точке соединения верхнего (также по схеме) вывода резистора R6 с базой транзистора VT3.

Налаживание устройства с оптроном серии АОТ110 не отличается от описанного в статье.

# АВТОМАТИЧЕСКИЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ПО ИЗЛУЧЕНИЮ СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ

Описаний автоматических выключателей телевизора в журнале было опубликовано немало [1—5]. Управляющим сигналом для них обычно служит либо постоянное напряжение с дробного детектора канала звукового сопровождения, либо видеосигнал с видеоусилителя, либо строчные синхроимпульсы с амплитудного селектора [1—4]. Такие устройства устанавливают непосредственно в корпусе телевизора, что делает невозможным их применение во время его гарантийного срока.

Удачный автоматический выключатель без указанного недостатка описан в [5]. Управляющий сигнал на него снимают с линейного выхода. Он выполнен в виде отдельного блока, к которому подключают сетевую вилку и соединительный шнур с линейного выхода телевизора.

Предлагаемый для повторения автоматический выключатель, защищенный авторским свидетельством [6], также выполнен в виде отдельного блока, однако к нему подключают только сетевую вилку телевизора. Управляющим сигналом для него служит излучение узлов строчной развертки.

Автомат размещают поблизости от телевизора (не далее 1,5 м). Кроме отключения от сети по окончании телепередач, устройство дополнительно выключает телевизор при возникновении неисправности в блоке строчной развертки, приводящей нередко к его возгоранию. Это свойство автомата заметно повышает безопасность эксплуатации телевизора, особенно в случаях, когда его оставляют без присмотра или когда им пользуются дети.

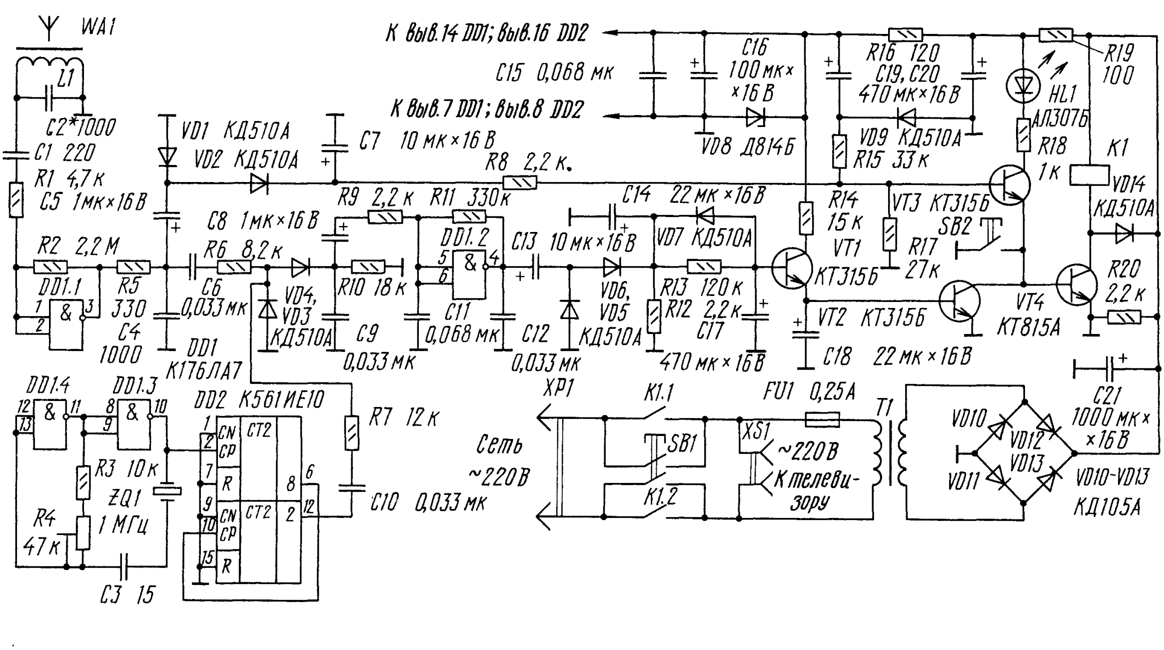
Принципиальная схема автоматического выключателя показана на рисунке. При нажатии на кнопку SB1 сетевое напряжение поступает на телевизор, подключенный к гнездам разъема XS1, и на блок питания устройства, выполненный на сетевом трансформаторе T1, выпрямительных диодах VD10 — VD13 и конденсаторе C21. Постоянное напряжение с блока питания начинает заряжать конденсатор C19 через фильтр R19C20, резисторы R16, R15 и эмиттерные переходы транзисторов VT3 и VT4, которые открываются. При этом светится светодиод HL1, индицируя включение автомата, и срабатывает реле K1, контакты K1.1, K1.2 которого блокируют контакты кнопки SB1. После этого кнопка может быть отпущена. Питание телевизора и автомата обеспечивается на время 30...60 с, определяемое в основном постоянной времени цепи C19R15.

Работающий блок строчной развертки (в основном его выходной каскад со строчным трансформатором и отклоняющей системой) создает вблизи телевизора переменное электромагнитное поле со строчной частотой. Оно и воздействует на магнитную антенну WA1 автоматического выключателя, а антенный контур L1C2 выделяет первую гармонику колебаний строчной частоты. Этот сигнал усиливается каскадом на элементе DD1.1 и через цепь R5C4 поступает на вход двухполупериодного выпрямителя на диодах VD1, VD2 и конденсаторах C5, C7. С выхода выпрямителя через делитель R8R17 выпрямленное постоянное напряжение проходит на базу транзистора VT3. При этом транзисторы VT3 и VT4 остаются открытыми (их рабочий режим становится близким к режиму насыщения) и телевизор продолжает находиться во включенном состоянии.

Одновременно с выхода усилителя на элементе DD1.1 через цепь C6R6 сигнал приходит на один вход смесителя, выполненного на диодах VD3 и VD4. На другой вход смесителя через цепь C10R7 подается образцовый сигнал частотой 15 625 Гц с делителя на микросхеме DD2, на вход которого поступает сигнал частотой 1 МГц с кварцевого генератора на элементах DD1.3 и DD1.4. Разностный сигнал со смесителя выделяется фильтром нижних частот R9C11, усиливается элементом DD1.2 и приходит на двухполупериодный выпрямитель на элементах VD5, VD6, C13, C14. С последнего постоянное напряжение проходит через интегрирующую цепь R13C17 на базу транзистора VT1.

В случае приема телевизионной передачи по включенному каналу телевизора его задающий генератор блока строчной развертки синхронизируется строчными синхроимпульсами, выделяемыми из видеосигнала. При этом разница частот сигналов на выходе смесителя оказывается равной нулю или не превышает 3 Гц (в пределах неточности установки номинального значения образцовой частоты). В результате постоянное напряжение на выходе выпрямителя на диодах VD5, VD6 отсутствует или близко к нулю, транзисторы VT1, VT2 закрыты и не влияют на работу транзистора VT4. Телевизор будет включен на все время приема телевизионной программы.

При прекращении трансляции программы по выбранному каналу частота строчной развертки телевизора изменяется (обычно на 50...500 Гц), так как задающий генератор блока строчной развертки перестает быть засинхронизирован строчными синхроимпульсами. На выходе выпрямителя на диодах VD5, VD6 появляется постоянное напряжение, которое через резистор R13 начинает заряжать конденсатор C17. Через 30...60 с он заряжается до



уровня, при котором открывается транзистор VT1, а затем и VT2. Последний шунтирует эмиттерный переход транзистора VT4, который закрывается. Обмотка реле K1 обесточивается, его контакты K1.1 и K1.2 размыкаются, телевизор и само устройство отключаются от питающей сети.

Цепь R13C17 служит для предотвращения ложного срабатывания автоматического выключателя при переключении с одной программы на другую, когда синхронизация задающего генератора блока строчной развертки на некоторое время (1...2 с) нарушается.

В телевизорах нередко возникают неисправности. Некоторые из них вызывают такой разогрев деталей, участков плат и узлов, что это приводит к существенным повреждениям блоков, а иногда и к возгоранию телевизора. Анализ таких случаев показывает, что наиболее часто они бывают в блоке строчной развертки [7, 8].

В описываемом устройстве при выходе из строя этого блока прекращается наведение в контуре магнитной антенны переменного напряжения. Поэтому постоянное напряжение на делителе R8R17 пропадает, причем сразу же, почти без задержки, так как выпрямитель на диодах VD1, VD2 имеет малую постоянную времени. Транзисторы VT3 и VT4 закрываются, обесточивая обмотку реле K1. Его контакты K1.1, K1.2 размыкаются и подача сетевого напряжения на неисправный телевизор и автоматический выключатель также прекращается. В результате телевизор предохраняется от возгорания и дальнейшего повреждения его блоков.

При возникновении неисправностей в радиоканале телевизора, при которых строчные синхроимпульсы перестают поступать на задающий генератор блока строчной развертки, автоматический выключатель срабатывает так же, как при окончании трансляции телепередач.

Телевизор и устройство можно выключить в любой момент кратковременным нажатием на кнопку SB2.

Диод VD9 служит для разрядки конденсатора C19 через резисторы R16, R19, R20, а диод VD7 — для разрядки конденсатора C17 через резистор R12 после выключения устройства. При этом повторное включение автоматического выключателя и телевизора возможно практически сразу после их выключения.

В устройстве применен подстроечный резистор СП3-19А (R4). Оксидные конденсаторы — К50-35, остальные — КМ. Реле K1 — РЭН-34 (паспорт ХП4.500,030-1). Магнитная антенна выполнена на стержне диаметром 8 и длиной 70 мм из феррита 600НН. Катушка L1 намотана проводом ПЭВ-1 0,1 на цилиндрическом бумажном каркасе, который можно перемещать по стержню при настройке, и содержит 1000 витков. Трансформатор питания T1 — ТС-5-4 от радиоприемника «Океан» или «Селга». Вместо него можно использовать любой другой, обеспечивающий на вторичной обмотке 12 В и выходной ток 200 мА.

Прежде чем приступить к налаживанию устройства, контакты кнопки SB1 временно замыкают перемычками. Его размещают рядом с телевизором, включенным в сеть и принимающим телепередачу. Затем подсоединяют осциллограф к выходу усилителя на элементе DD1.1 (вывод 3) или вольтметр постоянного тока к выходу выпрямителя на диодах VD1, VD2 (к конденсатору C7) устройства и включают его в сеть. Перемещая катушку L1 по ферритовому стержню и при необходимости подбирая конденсатор C2, настраивают входной контур на резонансную частоту 15 625 Гц по максимальному размаху синусоидального сигнала на экране осциллографа или по максимуму показаний вольтметра. При этом размах напряжения на экране осциллографа должен быть не менее 1,5 В (при размахе 3 В будет наступать симметричное ограничение сигнала) и постоянное напряжение, измеряемое вольтметром, должно быть также не менее 1,5 В.

Точное значение частоты 15 625 Гц образцового сигнала на выходе делителя частоты DD2 (вывод 12) устанавливают подстроечным резистором R4. Конечно, лучше это делать, используя электронно-счетный частотомер. Если же его нет, то подключают осциллограф к выходу усилителя на элементе DD1.2 (к конденсатору C12) или вольтметр к выходу выпрямителя на диодах VD5, VD6 (к конденсатору C14) и точное значение частоты образцового сигнала устанавливают по нулевым биениям. При этом на экране осциллографа будут наблюдаться колебания с частотой не более 2 Гц, а показания вольтметра не должны превышать 0,2 В.

Далее, удаляя автомат от телевизора, по свечению светодиода HL1 определяют зону, в которой устройство срабатывает. Вне ее светодиод гаснет. На границе зоны слышен характерный щелчок при замыкании контактов реле K1.

После этого автомат отключают от сети и снимают перемычки с кнопки SB1. Далее размещают его в зоне срабатывания, вилку сетевого шнура телевизора вставляют в гнезда разъема XS1 автомата, а вилку XP1 устройства — в розетку сети. Выключатель телевизора устанавливают во включенное положение и нажимают на кнопку SB1 устройства. Автомат и телевизор должны включиться и оставаться в этом состоянии, если телевизор принимает телепередачу. Через 2...3 мин телевизор переключают на свободный от телепередачи канал. При этом через 30...60 с автомат и телевизор должны выключиться.

**А. КОЗЯВИН**

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматические выключатели телевизоров. — Радио, 1977, № 6, с. 29, 30.

2. **Никулин А.** Автоматический выключатель телевизора. — Радио, 1982, № 6, с. 26—28.

3. **Хайдаков А.** Автомат-выключатель телевизора. — Радио, 1984, № 11, с. 26, 27.

4. **Кишиневский С., Худяков Л.** Автоматический выключатель телевизора АВТ-1. — Радио, 1989, № 10, с. 48—51.

5. **Алексеев А.** Автоматический выключатель бытовой радиоаппаратуры. — Радио, 1987, № 12, с. 43, 44.

6. Авторское свидетельство СССР № 1599982. — Бюллетень «Открытия, изобретения,...», 1990, N 38.

7. **Ященко О.** Специфические неисправности цветных телевизоров. — Радио, 1984, № 2, с.26, 27.

8. **Сотников С.** Неисправности умножителя напряжения и цепей фокусировки. — Радио, 1983, № 10, с. 37, 38.

# ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ АНТЕННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Если на антенном входе телевизора сигнал слабый, то, естественно, добиться контрастного и устойчивого изображения на экране не удастся. Выход из создавшегося обстоятельства — применить усилитель телевизионного сигнала, который можно подключить непосредственно к приемной антенне на ее опорной мачте, либо включить его между входным гнездом телевизора и антенным кабелем — все зависит от конкретных местных условий.

Простой антенный усилитель можно собрать по схеме, приведенной на рис. 1. Усилитель двухкаскадный, на транзисторах с нормированным коэффициентом шума (малошумящих). Резисторы R6 и R2 создают между каскадами усилителя глубокую отрицательную обратную связь (ООС) по постоянному напряжению, термостабилизирующую работу усилителя. Конденсатор C3 и резистор R1 — цепь ООС по переменному напряжению, которая совместно с корректирующими конденсаторами C4 и C6 обеспечивает усилителю необходимую амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). При напряжении источника питания 12 В и потребляемом токе 18 мА коэффициент усиления равен +25 дБ в полосе частот 40... 230 МГц. При снижении напряжения источника питания до 6 В усиление уменьшается на 2... 3 дБ, а потребляемый ток — до 12 мА.

Использование для усилителя транзисторов с нормированным коэффициентом шума обеспечивает системе усилитель — телевизор хорошие шумовые свойства, а его большой коэффициент усиления — компенсацию потерь в коаксиальном кабеле, соединяющем антенну с телевизором.

Диоды VD1 и VD2 на входе усилителя защищают его от возможных мощных помех, создаваемых грозовыми разрядами. Резистор R4 и конденсатор C1 образуют развязывающий фильтр, предотвращающий возбуждение усилителя из-за возможной паразитной связи между каскадами через общий источник питания.

Все детали усилителя размещают на печатной плате, выполненной из двустороннего фольгированного стеклотекстолита (или гетинакса) толщиной 1,5 мм (рис.2). Фольгу на плате со стороны деталей не удаляют. На ней необходимо только сделать зенковку отверстий (сверлом диаметром 4...5 мм) под выводы тех деталей, которые не должны соединяться с общим проводом.

Затем фольгу обеих сторон платы соединяют по контуру полоской тонкой фольги. Выводы деталей, которые должны соединяться с общим проводом, припаивают к фольге обеих сторон платы.

После испытания и регулировки усилителя, плату покрывают влагостойким лаком и размещают в металлическом корпусе подходящих размеров, припаивая ее по контуру к внутренней поверхности корпуса. Места пайки и сам корпус обязательно покрывают влагозащитным лаком или краской.

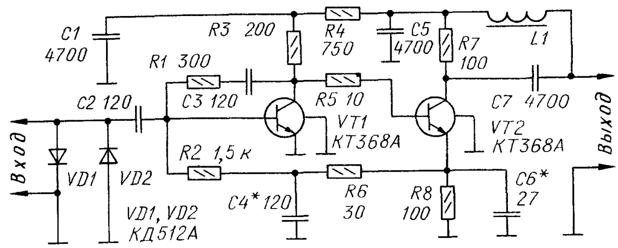



Рис. 1

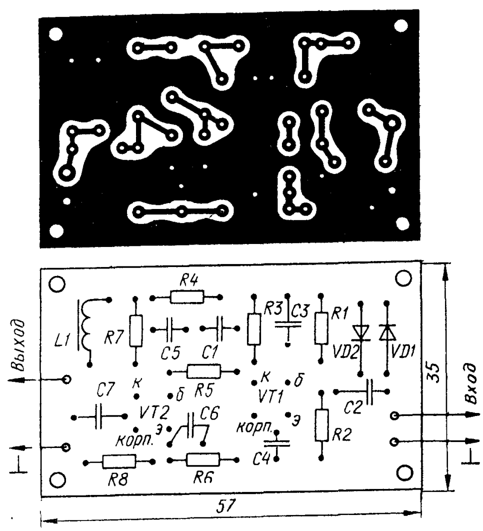



Рис. 2

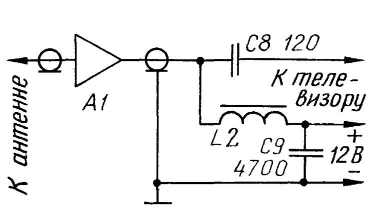



Рис. 3

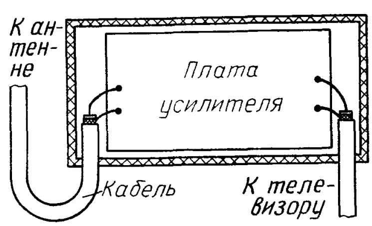



Рис. 4

Схема соединения усилителя с источником питания, антенной и телевизором показана на рис. 3. Напряжение питания к его транзисторам подают через развязывающий фильтр L2C9 (такой же, как L1C5 усилителя), центральный провод и оплетку соединительного кабеля. Этот развязывающий узел питания, смонтированный в коробке небольших размеров, размещают на соединительном кабеле возле телевизора.

Транзисторы КТ368А усилителя можно заменить транзисторами КТ382А, КТ399А, соответственно подкорректировав рисунок проводников печатной платы. Можно, конечно, использовать и транзисторы с ненормированным коэффициентом шума, например, КТ316Б, КТ355А, но в этом случае ухудшатся шумовые свойства усилителя. Диоды — КД510А, КД514, КД522Б; конденсаторы — КЛС, КМ, КД; резисторы — ВС, МЛТ. Индуктивность дросселей L1 и L2 развязывающих узлов может быть 20...25 мкГн.

Налаживание усилителя сводится к получению требуемой АЧХ. Низкочастотную область АЧХ усилителя корректируют подбором конденсатора C4, высокочастотную — подбором конденсатора C6. Если надобности усиления телесигналов во всем диапазоне нет, как это обычно и бывает, то АЧХ усилителя мож-

но сузить, настроив ее максимум на частоты сигналов принимаемых телевизионных каналов — это повысит помехозащищенность усилителя.

При размещении усилителя на открытом воздухе все электрические соединения следует выполнять пайкой с последующей защитой ее от влаги лаком или краской. Чтобы вода по соединительному кабелю не попадала в корпус усилителя, используйте проверенный опытом прием — делайте на кабеле «петлю», как показано на рис. 4.

Вообще же усилитель целесообразно включать в разрыв соединительного кабеля возможно ближе к антенне и одновременно в защищенном от прямого воздействия влаги месте, например, на чердаке дома. Иногда эффективным может оказаться установка усилителя на входе телевизора. Что лучше — покажет эксперимент.

**И. НЕЧАЕВ**

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О настройке усилителя на прием в 6—7-м частотных каналах.**

Для приема передач телецентров, работающих в 6-м или 7-м каналах, емкость конденсатора C2 (см.рис.1 в статье) необходимо уменьшить до 30...40 пФ, конденсатор C4 исключить, а C6 заменить подстроечным с пределами изменения емкости 4...20 пФ. Подбором емкости последнего усилитель настраивают на несущую частоту телестанции.

# ПУЛЬТ И ДЕШИФРАТОР СДУ НА ИК ЛУЧАХ (см.с.5)

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Замена деталей.**

Микросхемы серии К561 в СДУ можно заменить их аналогами из серии К176; вместо транзисторов КТ972А можно использовать КТ815, КТ817 с любым буквенным индексом, вместо КТ3102Е—КТ3102Г, КТ315Г, КТ315Е, вместо КП303Г — транзисторы этой серии с индексами А и Д. Светодиоды ИК диапазона АЛ107Б заменимы на АЛ107А, АЛ106Б, АЛ156, а фотодиоды ФД611 — на ФД265, ФД256, ФД155, ФД23К, ФД9.

Светодиод АЛ156 отличается повышенной мощностью излучения, поэтому вполне заменяет два АЛ107Б. Токовыравнивающие резисторы R8 и R9 при такой замене исключают.

Некоторое уменьшение чувствительности фотоприемника, связанное с заменой фотодиода и транзисторов, можно скомпенсировать небольшим повышением (до 5...5,5 В) напряжения питания пульта. Источником питания в этом случае может служить батарея из четырех аккумуляторов Д-0,06 или Д-0,03 (применяются в слуховых аппаратах), помещенных в кассету из пенопласта. Габариты пульта с таким источником можно уменьшить до 135x35x10 мм, а массу — до 40 г.

**О налаживании СДУ.**

При налаживании дешифратора необходимо, прежде всего, удостовериться в нормальной работе инвертора DD3.2 и одновибратора на триггере DD5.2, обратив внимание на параметры пакетов расширенных импульсов на выводе 9 микросхемы DD5 (см.рис. 6 в статье, осц.2). Длительность этих импульсов должна быть в пределах 0,7...0,8 мс, т.е. в 1,5...2 раза больше интервала между служебным и информационным импульсами. При необходимости ее можно изменить подбором резистора R1 и конденсатора C1. Четкой селекции информационного импульса (рис.6, осц. 3) добиваются подбором элементов R2 и C2.

Для проверки работы счетчика-распределителя DD2 на вход C (вывод 13) электронного ключа DD4.1 надо временно подать напряжение +12 В. Это вызовет замыкание ключа, и счетчик разблокируется. Если теперь подавать команды с пульта ДУ, на выходе счетчика появятся соответствующие сигналы (осц. 11 и 12).

Налаживание системы помехозащиты начинают с проверки работы счетчика DD1. На его выходе (вывод 11) формируется напряжение прямоугольной формы (осц.8) с периодом, равным периоду командных посылок ($t_1$—$t_4$) 0,5...0,6 с и длительностью интервала $t_2$—$t_3$, равной 0,4...0,45 с (на рис.6 это соотношение не соблюдено). При такой скважности постоянная составляющая напряжения, выделяемая фильтром R7C4, вызовет замыкание ключа DD4.1, счетчик-распределитель разблокируется и начнет работать. Требуемой скважности добиваются подбором элементов R3, C3.

Одиночные импульсы или серии импульсов помех (от осветительных приборов) вызывают резкое сокращение интервалов $t_2$—$t_3$. Вследствие этого конденсатор C3 не успевает накопить достаточно энергии для формирования импульса, закрывающего транзистор VT3, и генерация стробирующих импульсов прекращается. Для проверки системы помехозащиты рядом с фотоприемником устанавливают осветительную лампу (например, настольную) и, перекрывая ее свет, убеждаются в появлении и исчезновении стробирующих импульсов.

**Подключение СДУ к телевизорам разных поколений.**

При встраивании СДУ в телевизор с модулем МВП-2-1 или МВП-2-2, в которых программы переключают соединением выводов микросхемы К1106ХП2 с общим проводом, штепсель 10 вилки XP4 дешифратора («Радио», 1992, № 12, с.5, рис.5) соединяют с этим проводом, а остальные — с контактами соответствующих кнопок.

Так же просто подключается дешифратор и к устройству СВП-4-10 (в этом случае штепсель 10 вилки XP4 соединяют с цепью +12 В).

Несколько сложнее сопряжение СДУ с телевизорами четвертого поколения, в которых применен модуль выбора программ МВП-1-1 (на микросхемах К561ИД1 и К04КП024). В этом случае микросхему DD7 из дешифратора исключают, а выходы 1, 2, 4 (соответственно выводы 6, 11, 14) счетчика DD6 соединяют соответственно с выводами 10, 13, 12 микросхемы DD2 (К561ИД1) модуля.

К телевизорам УЛПЦТИ СДУ подключают одним из описанных способов в зависимости от используемого в них устройства выбора программ. Для дистанционного регулирования яркости напряжение с штепселя 4 вилки XP5подают на контрольную точку КТ2 блока цветности БЦИ-1, для регулирования громкости эмиттер транзистора VT9 дешифратора подключают через резистор сопротивлением 9,1 кОм к цепи +12 В, а штепсель 1 вилки XP5 — к проводу, соединяющему резистор R37 и конденсатор C19 в блоке БРК-2. Громкость в этом случае будет зависеть от степени шунтирования входа усилителя ЗЧ телевизора участком эмиттер—коллектор транзистора VT9.

**Еще о подключении системы к телевизорам разных поколений.**

При введении СДУ в телевизоры с устройством выбора программ СВП-4-1 для защиты от помех, создаваемых строчной разверткой, между контактом 10 вилки XP4 и общим проводом желательно включить керамический конденсатор емкостью 0,01...0,047 мкФ.

Насыщенность цвета в телевизорах УЛПЦТИ-61-II можно регулировать изменением напряжения на контакте 20 печатной платы блока цветности БЦИ-1. С этой целью в цепь регулировки цветности вводят управляемый переменный резистор, функции которого выполняет участок эмиттер—коллектор маломощного транзистора структуры p-n-p (например, КТ361В — КТ361Е или любой другой с допустимым напряжением коллектор — эмиттер более 25 В). Вывод коллектора транзистора подсоединяют к проводу, идущему от движка переменного резистора R26 (в блоке управления телевизором) к контакту 20 платы БЦИ-1, вывод эмиттера — к ее контакту 21, базы — через стабилитрон с напряжением стабилизации 12 В (2С212Ж, 2С212Ц) — к контакту 5 вилки XP5 дешифратора СДУ (с контактом соединяют анод стабилитрона). Кроме того, между выводами эмиттера и базы транзистора включают резистор сопротивлением 10...12 кОм. Регулирование осуществляется шунтированием верхнего плеча делителя R3R26R6.

**ЗВУКОТЕХНИКА**

# УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ЗЧ

Предлагаемый вниманию радиолюбителей усилитель ЗЧ имеет очень низкие коэффициенты гармонических и интермодуляционных искажений, он сравнительно прост, способен выдерживать кратковременное короткое замыкание в нагрузке, не требует выносных элементов термостабилизации тока транзисторов выходного каскада.

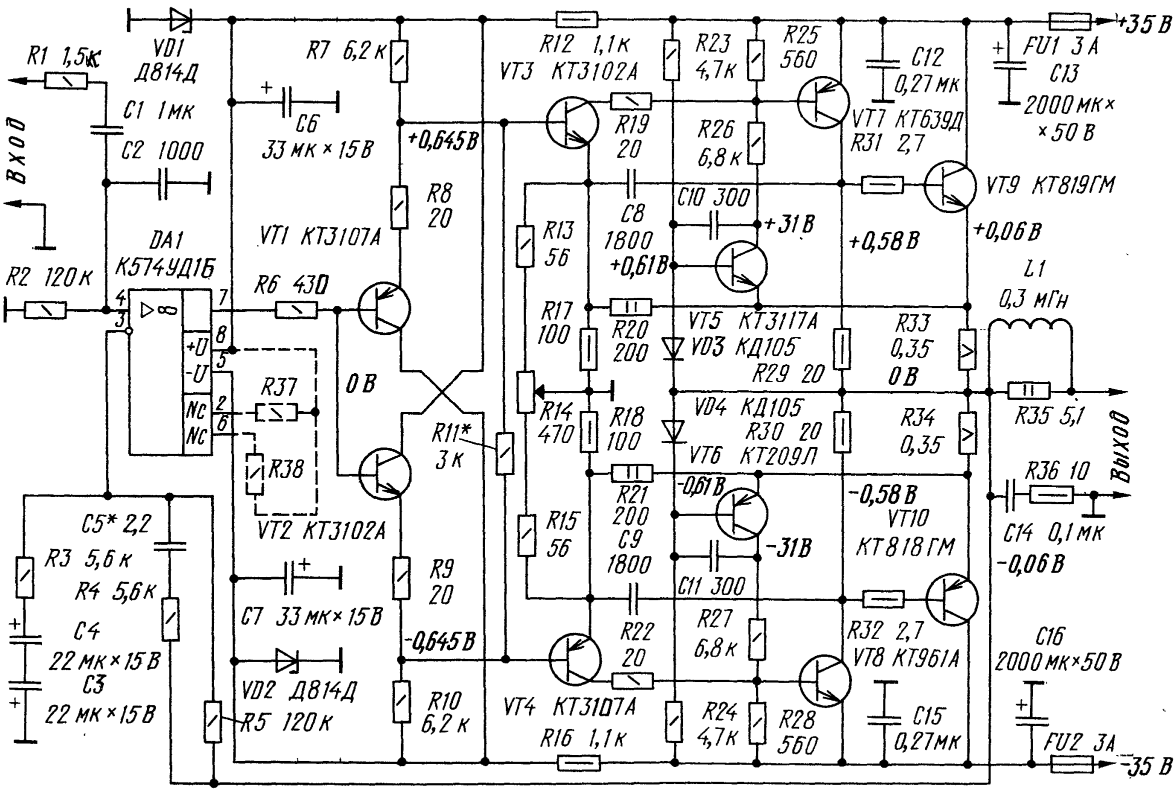



Рис. 1

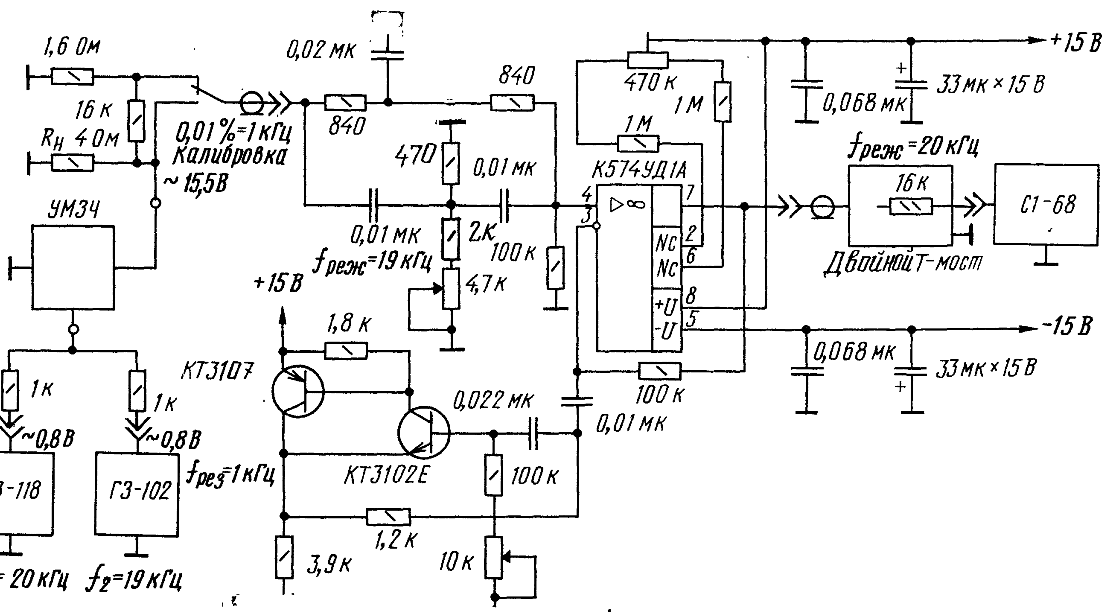



Рис. 2

Принципиальная схема усилителя показана на рис. 1. Изменения коснулись выходного каскада. Для увеличения его входного сопротивления в усилитель ЗЧ введены транзисторы VT1, VT2. Это облегчило работу ОУ DA1 и позволило обеспечить стабильное напряжение база-эмиттер транзисторов VT3, VT4 при изменении температуры. Кроме того, усилитель дополнен каскадом на транзисторах VT5, VT6, которые совместно с датчиками тока R33, R34 и выходными каскадами на транзисторах VT7—VT10 в режиме покоя образуют соответственно два генератора тока, что исключает отсечку эмиттерного тока транзисторов оконечного каскада и снижает коммутационные искажения. Последнее же, как известно, благоприятно сказывается на спектре гармоник. Помимо указанных изменений в каждое плечо выходного каскада введена более глубокая местная ООС за счет увеличения сопротивления резисторов в эмиттерных цепях транзисторов VT3, VT4, что сделало

**Основные технические характеристики**

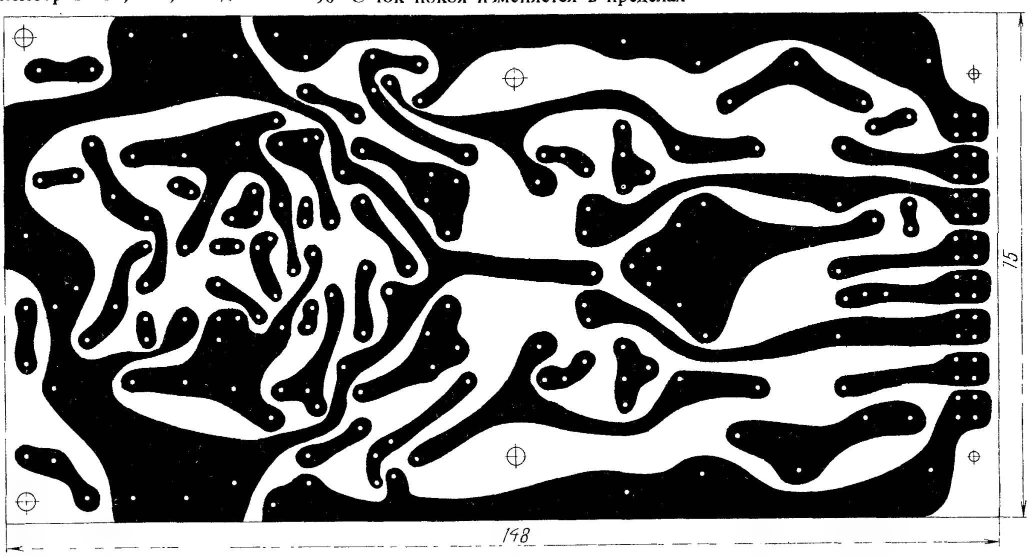
| | |
|---|---|
| Максимальная мощность на нагрузке сопротивлением 4 Ом, Вт | 80 |
| Номинальный диапазон частот, Гц | 20...20 000 |
| Коэффициент гармоник при максимальной выходной мощности 80 Вт, %, на частоте: | |
| 1 кГц | 0,002 |
| 20 кГц | 0,004 |
| Коэффициент интермодуляционных искажений, % | 0,0015 |
| Максимальная частота, на которой максимальная мощность снижается на 1 дБ, кГц | 50 |
| Скорость нарастания выходного напряжения (без конденсатора C2), В/мкс | 40 |

выходной каскад более линейным. Так как резисторы R20, R21 подключены к датчикам тока R33, R34, то получается достаточно жесткая термостабилизация тока покоя транзисторов оконечного каскада (при колебаниях температуры теплоотводов выходных транзисторов от 20 до 90 °С ток покоя изменяется в пределах 150...180 мА). Наличие датчиков тока R33, R34, глубокой ООС по постоянному току и токоограничительных резисторов в базовых цепях транзисторов VT9, VT10 приводит к ограничению их коллекторных токов до приемлемого значения при коротких замыканиях в нагрузке.

Резистором R14 устанавливается симметрия плеч выходного каскада. Других изменений в усилитель не вносилось.

Нелинейные искажения измерялись осциллографом С1-68 с использованием генератора сигналов ЗЧ ГЗ-118 ($К_г$ — около 0,002%) и прецизионного двойного Т-моста, входящего в комплект генератора. Измерения проводились по методике, изложенной в статье Ю. Митрофанова «Экономичный режим А в усилителе мощности» (см. «Радио», 1986, № 5, с 40—43).

Коэффициент интермодуляционных искажений измерялся по рекомендациям, которые даются в статье В. Костина «Психоакустические критерии качества



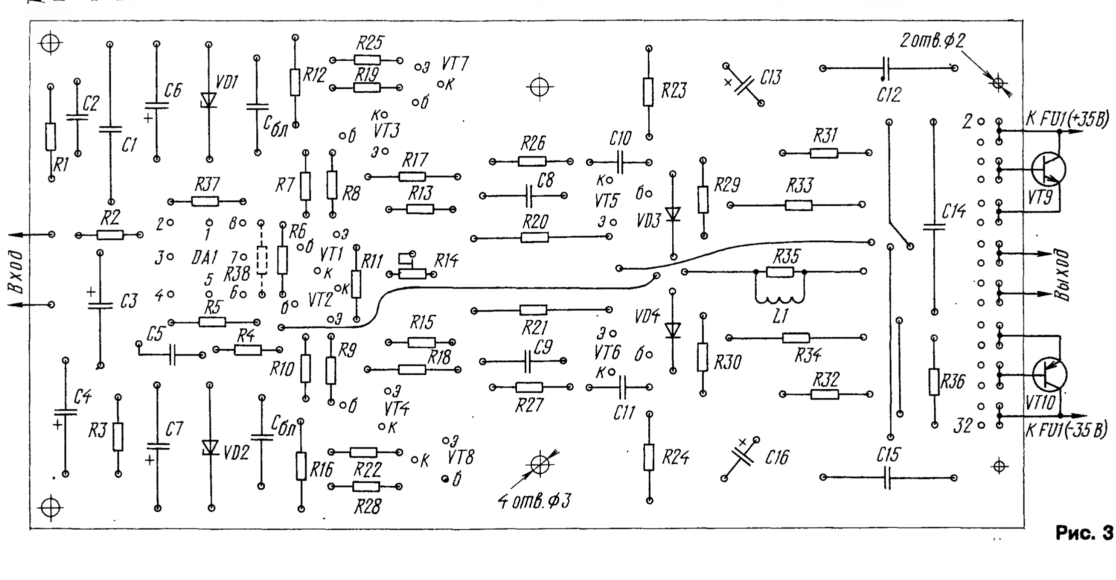






Рис. 3

звучания и выбор параметров УМЗЧ» (см. «Радио», 1987, № 12, с. 40—43), с использованием измерительной установки, показанной на рис. 2. Там же изображена полная измерительная схема.

При испытании усилителя импульсным сигналом выбросов на выходном напряжении не наблюдалось.

**Г. БРАГИН**

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О параметрах усилителя.**

Номинальное входное напряжение УМЗЧ — 0,8 В, входное сопротивление — около 120 кОм, относительный уровень шума — не более —90 дБ. Максимальная выходная мощность на нагрузке сопротивлением 8 Ом — 45 Вт.

**О питании усилителя.**

При испытаниях автор использовал нестабилизированный блок питания с фильтрующими конденсаторами емкостью 10 000 мкФ (50 В). Заметного улучшения технических характеристик при питании от стабилизированного источника отмечено не было. При эксплуатации допустимо снижение напряжения питания до +20 и —20 В, естественно с соответствующим подбором резисторов R12, R16 (ток через стабилитроны VD1, VD2 должен быть в пределах 10...12 мА). Максимальная выходная мощность при этих напряжениях питания снизится примерно до 12...13 Вт. Повышать напряжения питания сверх указанных в статье значений (+35 и —35В) не рекомендуется, так как это приведет к значительному снижению надежности работы УМЗЧ.

**Данные катушки L1.**

Катушка L1 (индуктивность — 0,3 мкГн) намотана на корпусе резистора R35 (МЛТ-2) и содержит 12 витков провода ПЭЛ 0,8 мм.

**Замена деталей.**

Без ухудшения технических характеристик УМЗЧ возможна замена транзисторов КТ3107А (VT1, VT6) на КТ502В — КТ502Е; КТ3102А (VT2, VT5) — на КТ503В — КТ503Е; КТ639Д(VT7) и КТ961А (VT8) — соответственно на КТ626Б, КТ626В и КТ646А, КТ646Б; КТ819ГМ (VT9) и КТ818ГМ (VT10) — соответственно на КТ819В, КТ819Г и КТ818В, КТ818Г. Транзистор КТ3102А (VT3) можно заменить на КТ3102Б, а КТ3107А (VT4) — на КТ3107Б. Вместо К574УД1Б можно заменить на КТ3102Б, а КТ3107А (VT4) — на КТ3107Б. Вместо К574УД1Б можно применить К574УД1А. Заменой диодам КД105 (VD3, VD4) могут служить любые диоды серий Д220, Д223, КД522 и т. п.

При снижении напряжений питания вместо транзисторов с позиционными обозначениями VT1—VT6 можно применить КТ315В — КТ315Д и КТ361В — КТ361Д.

В случае использования в оконечном каскаде транзисторов в пластмассовых корпусах (серий КТ818, КТ819) между их теплоотводящими пластинами и теплоотводами необходимо поместить медные прокладки диаметром 30 и толщиной 0,5...0,8 мм, смазанные теплопроводящей пастой.

Транзисторы VT7 и VT8 необходимо установить на теплоотводах с охлаждающей поверхностью не менее 40 см$^2$.

**Печатная плата.**

Детали усилителя (за исключением транзисторов VT9, VT10 и предохранителей FU1, FU2) смонтированы на печатной плате (рис. 3), изготовленной из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Плата рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ, подстроечного СП3-38а, конденсаторов К53-1 (С3, С4, С6, С7), К50-6 (С13, С16), КД-1 (С5), К73-11 (С12, С15) и КМ (остальные). Емкость блокировочных конденсаторов $C_{6д}$ (также КМ), шунтирующих стабилитроны VD1, VD2, — 0,1 мкФ. Резисторы R33 и R34 изготовлены из отрезков нихромового провода диаметром 0,8 мм. Для подключения платы к транзисторам оконечного каскада и источнику питания применен соединитель МРН-32.

# ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Качество усилителей мощности 3Ч оценивают обычно несколькими основными, наиболее важными параметрами: номинальным диапазоном частот (как правило, по уровню —3 дБ), коэффициентом гармоник и скоростью нарастания выходного напряжения. Значительно реже пользуются коэффициентом интермодуляционных искажений, выходным сопротивлением и т.п. характеристиками.

Считается, что набор указанных параметров достаточно полно характеризует качество усилителей мощности. Что касается норм на эти параметры, то здесь в последнее время наметились два основных направления. Сторонники одного из них считают, что необходимо совершенствовать аппаратуру практически беспредельно, и создают, исходя из этого, ультралинейные усилители с коэффициентом гармоник порядка десятитысячных долей процента, усилители со скоростью нарастания выходного напряжения несколько сотен вольт в микросекунду. Сторонники другого направления вполне резонно отмечают, что качество звучания зависит от характеристик всех звеньев звуковоспроизводящего тракта и определяется тем из них, которое имеет наихудшие параметры [1]. Исходя из этой предпосылки, они считают допустимым коэффициент гармоник 0,3...1%, а скорость нарастания выходного напряжения либо вовсе не нормируют, либо ограничивают ее сравнительно невысоким значением 1...2 В/мкс. Основанием для таких норм являются стандартизированные параметры основных источников сигнала — проигрывателей и магнитофонов. Известно, например, что даже студийные магнитофоны могут иметь коэффициент гармоник до 1...2% [1].

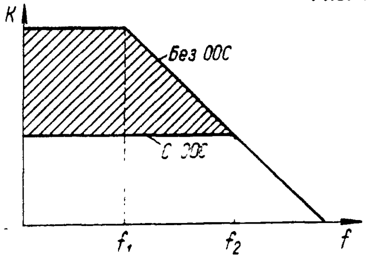
Практика работы со звуковоспроизводящими установками показывает, что усилители с примерно одинаковыми параметрами (полосой рабочих частот, коэффициентом гармоник, скоростью нарастания выходного напряжения) при субъективной оценке «звучат» по-разному (естественно, при использовании одних и тех же источников сигнала и акустических систем). В некоторых случаях разницу в звучании обусловливают такие параметры, как коэффициент демпфирования, динамический диапазон и т.п., в других — «микронелинейность» амплитудной характеристики, вызванная, например, самовозбуждением на высоких частотах [2]. Во многих случаях разница в звучании не находит удовлетворительного однозначного объяснения и не подтверждается объективными измерениями. Из этого можно сделать, по крайней мере, два вывода:

— на качество звуковоспроизводящего тракта влияет один или несколько еще малоизученных параметров усилителя мощности, поэтому судить о его качестве можно только по результатам субъективной (обязательно квалифицированной!) экспертизы, сопоставляя звучание вновь разработанного усилителя со звучанием какого-либо хорошо изученного высококачественного, принятого за эталон;

— нет смысла беспредельно улучшать такие объективные показатели усилителя мощности, как полоса рабочих частот, скорость нарастания выходного напряжения и т.п. Эти параметры имеют вполне определенные пороговые значения, и дальнейшее их улучшение не влияет на субъективное восприятие фонограммы.

Каковы же пороговые значения основных параметров? Естественно, они зависят от характеристик акустической системы, источника сигнала и т.д. Оценим пороговые значения скорости нарастания выходного напряжения, коэффициента гармоник и рабочего диапазона частот для звуковоспроизводящего тракта, состоящего, например, из громкоговорителей 35АС-1 или им подобных, усилителя мощности и проигрывателя, реализующего

Рис. 1



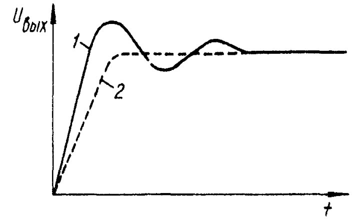

характеристики грампластинок по ГОСТу 7893—72, или студийного магнитофона с параметрами, приведенными в [1]. Для нормальной работы указанных громкоговорителей усилитель должен развивать мощность не менее 50 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом. При такой мощности выходное напряжение $U_{max} = \sqrt{P_{max}R_н} = \sqrt{50 \cdot 4} = 14,14$ В, что соответствует амплитудному значению 20 В. Будем считать, что спектр фонограммы, не спадая, простирается до частоты 20 кГц, что представляется вполне достаточным. Следовательно, верхняя частота полосы пропускания сигнала максимальной амплитуды для рассматриваемого усилителя может быть принята равной 20 кГц. (Малосигнальная полоса пропускания усилителя при этом может быть значительно шире.) Минимальную скорость нарастания выходного напряжения, обеспечивающую требуемую полосу пропускания сигнала максимальной амплитуды 20 В можно определить как максимум производной от напряжения гармонического сигнала частотой 20 кГц:

$$v_{Umin} = (dU_{вых}/dt)_{max} = [d(U_{max}\,Sin2\pi f_{max}t)/dt]_{max} = U_{max}2\pi f_{max} = 20 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 10^3 = 2,5\ В/мкс.$$

При таком значении параметра $v_U$ выходное напряжение усилителя возрастает от нуля до максимальной амплитуды за 8 мкс. Для сравнения отметим, что в усилителе со скоростью нарастания выходного напряжения 100 В/мкс это время равно 0,2 мкс. Маловероятно, чтобы реальные источники сигналов (даже электронные синтезаторы!) могли сформировать музыкальные переходы с такими фронтами, и еще менее вероятно, чтобы громкоговорители их воспроизвели.

Сложнее оценить пороговое значение коэффициента гармоник, который, как уже отмечалось, у основных источников сигнала может достигать 1...1,5%. Однако, по мнению автора, это не вполне достаточное основание считать допустимым для высококачественного усилителя мощности коэффициент гармоник 0,2...0,5%. Более логично установить норму на этот параметр усилителя исходя из того, что все побочные компоненты выходного сигнала, обусловленные нелинейностью его амплитудной характеристики (т.е. нелинейные и интермодуляционные искажения) либо вовсе не должны восприниматься на слух, либо должны лежать ниже нижней границы динамического диапазона, на уровне собственных шумов (фона) усилителя. Очевидно, что в этом случае пороговое значение коэффициента гармоник усилителей высокого класса должно составлять примерно —70 дБ, т.е. около 0,03%, что близко к норме, приведенной в [3].

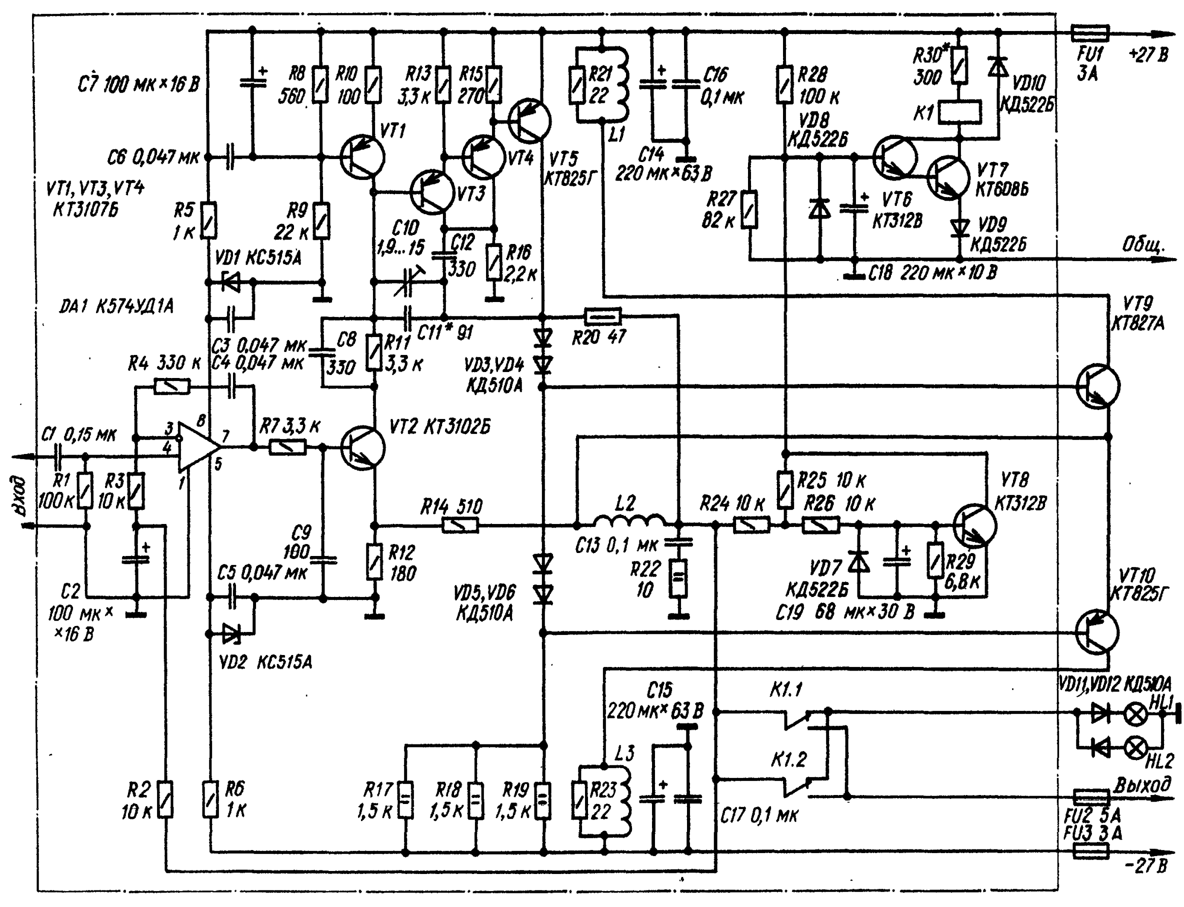
Рис. 2




Особо нужно подчеркнуть, что коэффициент гармоник высококачественного усилителя мощности не должен превышать порогового значения во всем диапазоне звуковых частот, т.е., по крайней мере, до частоты 20 кГц.

Что касается малосигнальной полосы пропускания усилителя мощности, то ее влияние не столь существенно, как рассмотренных выше параметров. Действительно, задав полосу пропускания сигнала полной амплитуды, мы тем самым устанавливаем диапазон частот, за пределами которого начинается спад АЧХ при больших сигналах (или, иными словами, уменьшается максимальная амплитуда неискаженного сигнала). Однако спектр входного сигнала в этой области спадает достаточно быстро, поэтому сколько-ни-

Рис. 3



будь заметные частотные искажения отсутствуют.

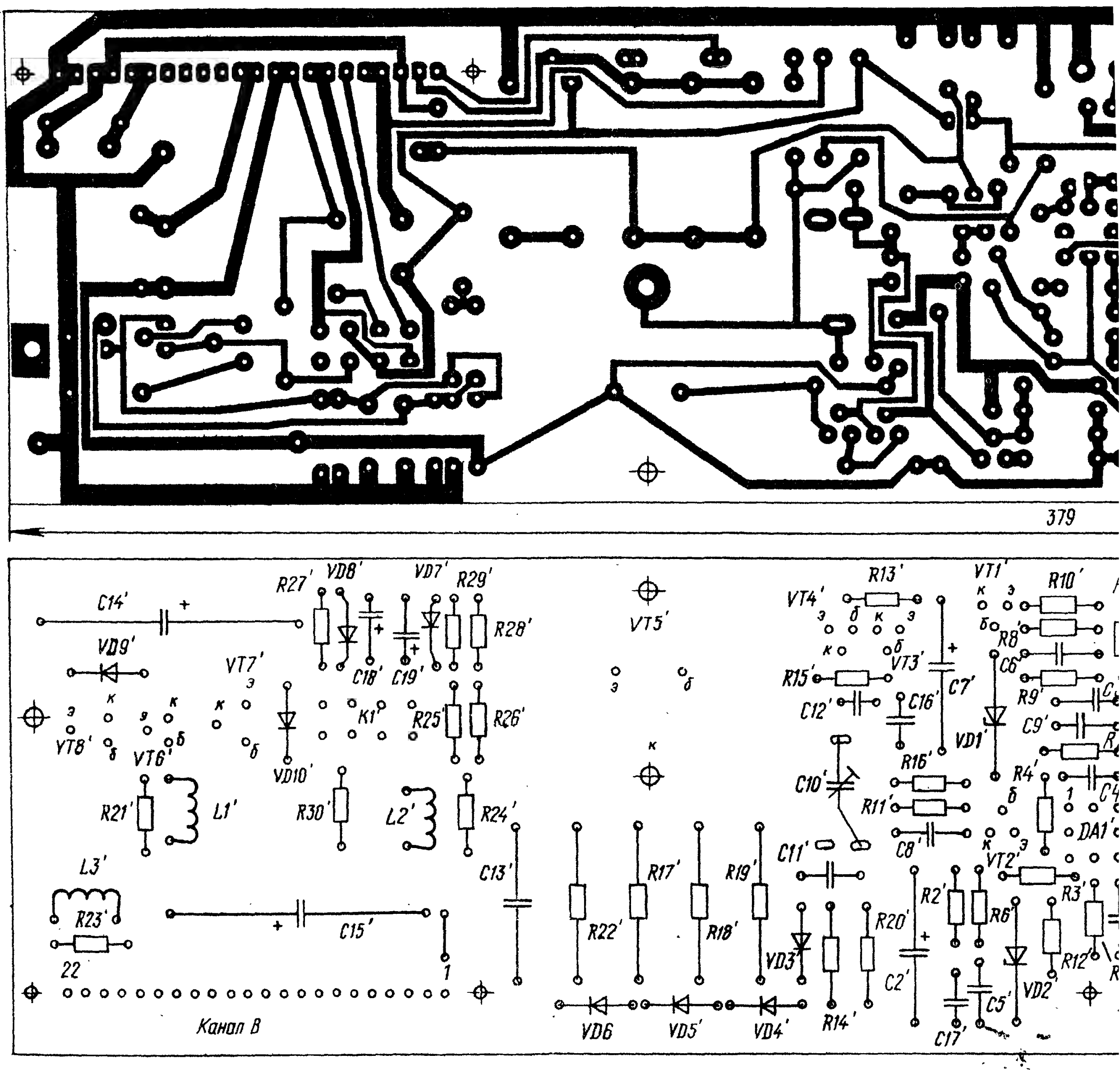
Уже отмечалось, что малые нелинейные искажения и высокая скорость нарастания выходного напряжения необходимы, но еще недостаточны для высококачественного звуковоспроизведения. Что же требуется еще?

В обычном усилителе мощности эффективность ООС, благодаря которой обеспечиваются высокие значения основных параметров, падает с ростом частоты. Графически это показано на рис. 1, где заштрихованная область характеризует эффективность ООС (граничные частоты полосы пропускания усилителя без ООС и с ООС обозначены соответственно $f_1$ и $f_2$). На высших частотах полосы пропускания и тем более за ее пределами параметры обычного усилителя мощности ухудшаются, в частности, возрастает уровень искажений. К тому же они в этой области частот значительно заметнее, так как хуже маскируются полезным сигналом (в реальных фонограммах вблизи границы полосы пропускания спектр сигнала спадает). В результате наблюдается явление, которое разные авторы называют по-разному (хриплость, призвуки, отсутствие прозрачности звучания, неестественное звучание и т.д.), но означает оно одно и то же: ухудшение звучания на высших частотах. Чтобы как-то поправить положение, часто просто поднимают уровень высших частот регулятором тембра. При этом амплитуда высокочастотных компонентов полезного сигнала увеличивается, а среднечастотных, которые порождают гармоники, лежащие вблизи верхней границы полосы пропускания, остается практически неизменной. В результате гармоники в области высших частот маскируются полезным сигналом и субъективно звучание высших частот улучшается. Гармоники высокочастотных компонентов усиленного сигнала лежат за пределами звукового диапазона, порождаемые ими интермодуляционные продукты хорошо маскируются более мощными среднечастотными составляющими сигнала, поэтому подъем усиления на высших частотах дает эффект улучшения качества звуковоспроизведения. В высококачественном усилителе уровень гармоник меньше, и они могут маскироваться без подъема АЧХ в области высших частот. Сказанное объясняет тот факт, что одинаковое, субъективно сбалансированное по тембру звучание в разных усилителях получается при различных положениях регуляторов тембра.

Очевидно, что для снижения уровня искажений на высших частотах необходимо увеличивать либо частоту $f_1$, что чревато потерей устойчивости, либо общую глубину ООС, что, в свою очередь, может вызвать динамические искажения.

Однако существуют способы снижения искажений на высших частотах, не связанные с использованием ООС. Один из них, получивший название «feedforward error correction» (коррекция искажений с

Рис. 4



использованием прямой связи), применен в промышленном усилителе «Квод 405» [4]. Этот способ снижения искажений подробно описан в [5], здесь же отметим только, что его схемная реализация проста, а эффект компенсации искажений на высших частотах хорошо выражен.

Несомненно, что на качество звуковоспроизведения влияет форма ФЧХ тракта. В диапазоне звуковых частот ФЧХ должна быть линейной, ее форма не должна зависеть от амплитуды входного сигнала. Этот вопрос изучен пока недостаточно, поэтому установить какие-либо нормы на ФЧХ не представляется возможным, хотя очевидно, что необходимо принимать меры по ее линеаризации.

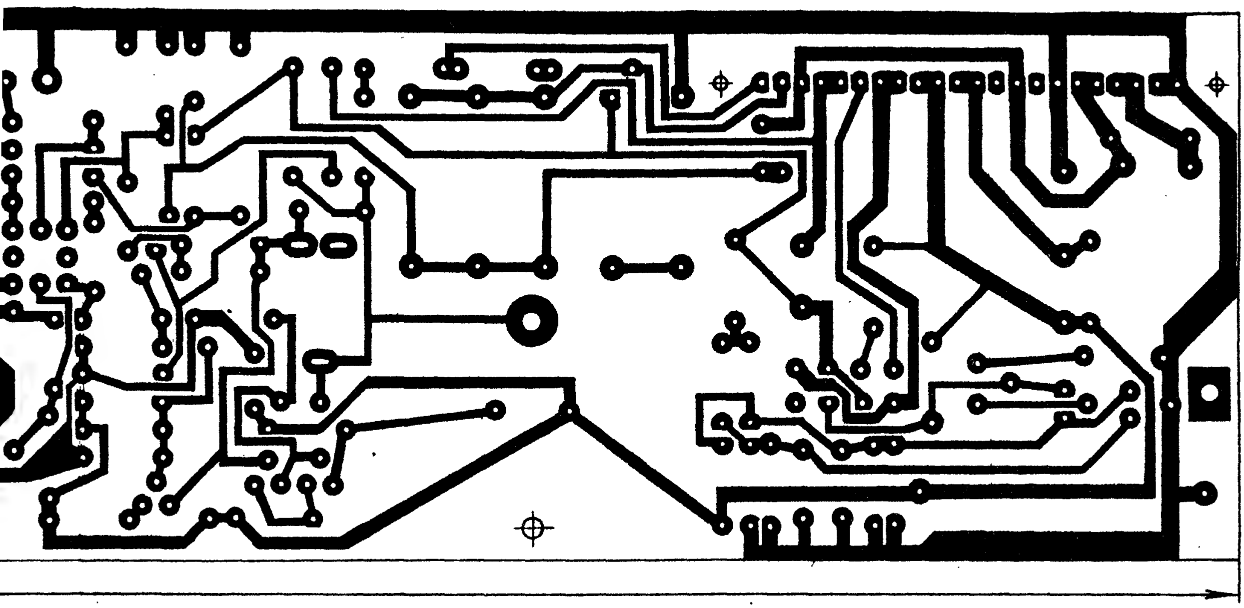
Одной из важнейших для любого усилителя является переходная характеристика, т.е. его реакция на скачок входного напряжения. Два возможных вида переходной характеристики изображены на рис. 2. Одна из них (кривая 1) отличается большей скоростью нарастания выходного напряжения и колебательным характером его установления, другая (кривая 2) — меньшей скоростью нарастания, отсутствием выброса на фронте и монотонным характером установления напряжения. Очевидно, что характеристика 1 нежелательна, так как любой скачок входного напряжения в этом случае сопровождается паразитными колебаниями диффузора громкоговорителя.

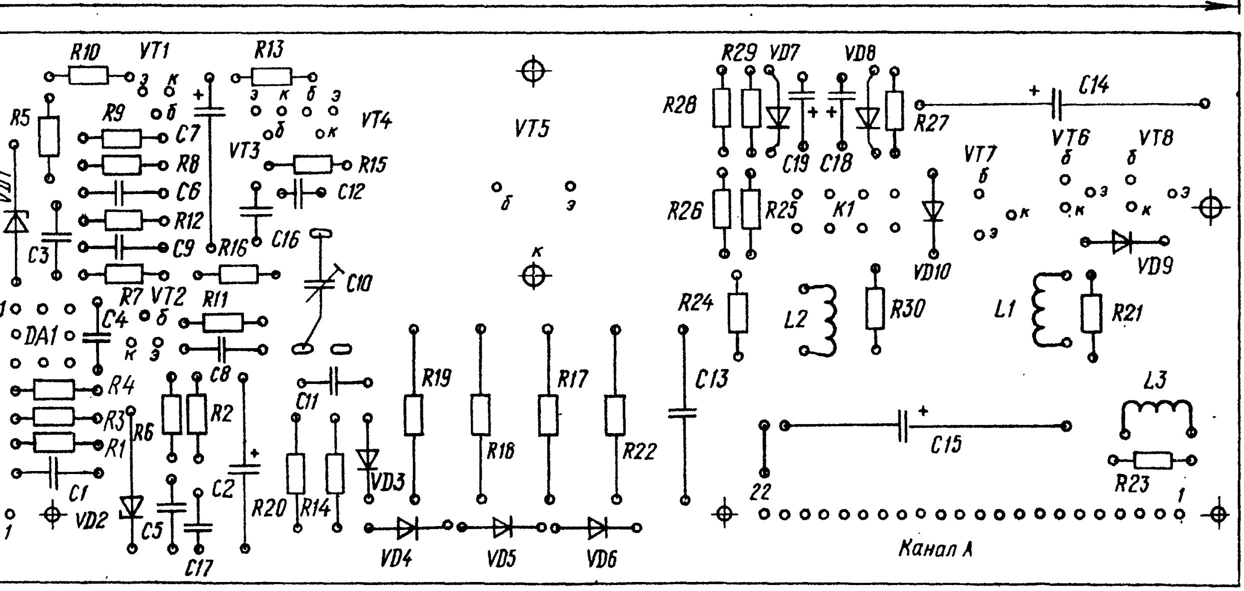
При экспериментах с усилителями мощности неожиданно выяснилось, что качество звучания существенно зависит от характеристик блока питания.

Если один и тот же усилитель питать вначале от нестабилизированного источника с достаточно большой емкостью фильтра, а затем — от стабилизированного, то во втором случае качество звучания, оцениваемое субъективно, улучшается как на низших, так и на высших частотах. Вероятно, «просадки» напряжения на пиках сигнала, неизбежные в нестабилизированном блоке питания, вносят свою лепту в ухудшение качества звучания, несмотря на большой коэффициент подавления флюктуаций питающих напряжений, свойственный всем современным усилителям.

На качество звуковоспроизведения в известной мере влияет и стабильность режима транзисторов выходного каскада, в частности, его тока покоя. Поскольку стабилизация тока покоя — довольно сложная задача [6], наиболее предпочтительными для повторения следует считать усилители с выходными каскадами, работающими в режиме В.

Резюмируя все сказанное выше, можно сформулировать следующие основные требования к усилителю мощности современного высококачественного звуковоспроизводящего комплекса. Диапазон частот при выходном напряжении, соответствующем номинальной выходной мощности, должен быть не уже 20...20 000 Гц, коэффициент гармоник в этом диапазоне — не более 0,03%, скорость нарастания выходного напряжения — не менее 2,5 В/мкс. Переходная характеристика





усилителя должна быть гладкой (без выбросов), а ФЧХ — линейной во всем звуковом диапазоне частот.

При проектировании описываемого ниже усилителя за основу был взят уже упоминавшийся «Квод 405» [4,5], удачно сочетающий в себе высокие технические характеристики и схемную простоту. Структурная схема усилителя в основном осталась неизменной, исключены лишь устройства защиты транзисторов выходного каскада от перегрузки. Практика показала, что устройства такого рода не исключают полностью отказов транзисторов, но вносят нелинейные искажения при максимальной выходной мощности. Ток же транзисторов можно ограничить иначе, например, используя защиту от перегрузки по току в стабилизаторах напряжения. В то же время представляется целесообразной защита громкоговорителей при выходе из строя усилителя или источников питания.

Для улучшения симметрии усилителя выходной каскад выполнен на комплементарной паре транзисторов (рис. 3). Учитывая, что основные параметры усилителя улучшаются с ростом коэффициента передачи тока $h_{21Э}$, в выходном каскаде применены составные транзисторы КТ827А (VT9) и КТ825Г (VT10), в оконечном каскаде линейного усилителя (VT5) —составной транзистор КТ825Г. Для уменьшения нелинейных искажений типа «ступенька» между базами транзисторов VT9, VT10 включены диоды VD5 и VD6. При этом обеспечивается достаточно надежное закрывание транзисторов выходного каскада в отсутствие сигнала.

Незначительно изменена входная цепь. В качестве сигнального использован неинвертирующий вход ОУ DA1, что позволило увеличить входное сопротивление усилителя (оно определяется сопротивлением резистора R1 и равно 100 кОм). Если большое входное сопротивление не требуется, входную цепь лучше выполнить в соответствии с [5]. Входное сопротивление при этом уменьшится до 22 кОм, но усилитель станет инвертирующим и менее склонным к самовозбуждению при возникновении обратной связи между его выходом и входом (эта связь будет отрицательной). Следует, однако, отметить, что и в неинвертирующем варианте устойчивость усилителя остается высокой.

| Адрес | Контакты разъемов | |
|---|---|---|
| | канал А | канал В |
| **Входные цепи** | | |
| Источник сигнала | 1 | 4 |
| Общий провод | 2 | 3 |
| **Выходные цепи** | | |
| Общий провод | 1,2,7 | 21,22 |
| −27 В | 5,6,9,20 | 3,19,20 |
| +27 В | 13,14 | 9,10 |
| Коллектор VT10 | 3,4 | 17,18 |
| Коллектор VT9 | 11,12 | 11,12 |
| Эмиттеры VT9, VT10 | 18,19 | 4,5 |
| База VT10 | 21 | 2 |
| База VT9 | 22 | 1 |
| Громкоговоритель | 15,16 | 7,8 |
| Индикатор неисправного источника питания | 17 | 6 |

Для предотвращения щелчков в громкоговорителях, обусловленных переходными процессами при включении питания, а также для защиты громкоговорителей от постоянного напряжения при выходе из строя усилителя или источников питания применено простое, хорошо зарекомендовавшее себя устройство (VT6—VT8), используемое в промышленном усилителе «Бриг-001». При срабатывании этого устройства загорается одна из ламп HL1, HL2, сигнализируя о наличии на выходе усилителя постоянного напряжения той или иной полярности.

В остальном схема описываемого усилителя не отличается от схемы усилителя «Квод 405».

Печатная плата усилителя (на рис.4 приведен ее чертеж для стереофонического варианта) изготовлена из фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм. Все цепи каналов полностью разделены. Как показала проверка, это облегчает достижение низкого уровня фона, уменьшает проникание сигнала из канала в канал. Из этих же соображений рекомендуется каждый из каналов усилителя питать от отдельного двуполярного стабилизированного источника.

Для соединения с внешними цепями применены три стандартных разъема МРН: через один из них (МРН4-1) поступают входные сигналы, через два других (МРН22-1) подключаются транзисторы выходных каскадов, источники питания и громкоговорители. Разводка цепей по контактам разъемов приведена в таблице.

Остальные детали следующих типов: резисторы — МЛТ, конденсаторы — КМ-6б (С1, С3—С6, С8, С9, С11, С12, С16, С17), МБМ (С13), К50-29 (С14, С15), К53-16 (С18, С19), К53-18 (С2, С7,) подстроечные конденсаторы КТ2-19, реле РЭС-48А [паспорт РС4.590.201 (К1)]. Катушки намотаны проводом ПЭВ-2 1,0 на каркасах диаметром 10 мм и содержат: L1 и L3 — по 50 витков (индуктивность — 5...7 мкГн), L2 — 30 витков (3 мкГн).

Для уменьшения взаимной связи катушки L1 и L3 установлены перпендикулярно одна другой и параллельно плате, а L2 — перпендикулярно ей.

Вместо указанных на схеме в усилителе можно использовать ОУ К574УД1Б, К574УД1В, К544УД2, а также (при некотором ухудшении параметров) К544УД1 и К140УД8А — К140УД8В; транзисторы КТ312В, КТ373А (VT2), КТ3107В, КТ3107И, КТ313Б, КТ361В, КТ361К (VT1, VT3, VT4), КТ315В (VT6, VT8), КТ801А, КТ801Б (VT7). Каждый из транзисторов КТ825Г можно заменить составными транзисторами КТ814В, КТ814Г+КТ818В, КТ818Г, а КТ827А — составным транзистором КТ815В, КТ815Г+КТ819В, КТ819Г. Диоды VD3—VD6, VD11, VD12 — любые кремниевые с максимальным прямым током не менее 100 мА, VD7—VD10 — то же, но с максимальным прямым током не менее 50 мА.

При отсутствии стабилитронов КС515А допустимо использовать соединенные последовательно стабилитроны Д814А, Д814Б или КС175А.

Печатная плата с помощью винтов с надетыми на них трубчатыми стойками установлена на дюралюминиевой задней стенке усилителя, выполняющей одновременно и функции теплоотвода транзисторов выходных каскадов (VT9, VT10). Последние закреплены на ней через слюдяные прокладки толщиной 0,05 мм. Транзисторы VT5 установлены без прокладок на отдельных игольчатых теплоотводах, закрепленных на плате.

Смонтированный из исправных деталей усилитель налаживания почти не требует. Необходимо лишь подобрать резистор R30 (по надежному срабатыванию реле К1 через несколько секунд после включения питания), и суммарную емкость конденсаторов С10, С11 (по минимуму нелинейных искажений на частоте 20 кГц). Рекомендуемая в [5] методика подбора этой емкости по минимуму искажений формы выходного сигнала на частотах 50...100 кГц не всегда дает нужный результат, поэтому ею целесообразно пользоваться только при отсутствии измерителя нелинейных искажений.

Несколько экземпляров описываемого усилителя мощности были подвергнуты всесторонним испытаниям. Их основные технические характеристики оказались следующими:

| | |
|---|---|
| Максимальная выходная мощность, Вт, на нагрузке сопротивлением 4 Ом | 2x70 |
| Номинальное входное напряжение, В | 0,2 |
| Верхняя граница диапазона частот при максимальной амплитуде выходного сигнала, кГц | 50 |
| Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс | 5,5 |
| Отношение сигнал/шум (невзвешенное), дБ | 80 |
| Коэффициент гармоник, %, не более, в диапазоне 20...20 000 Гц | 0,05 |

Последний из этих параметров измерялся прибором С6-5. Источником сигнала служил измерительный генератор Г3-102 с коэффициентом гармоник 0,05%. Измеренные значения коэффициента на входе и выходе усилителя практически были одинаковы, из чего можно сделать вывод, что уровень вносимых им нелинейных искажений значительно меньше 0,05%. Кстати, при испытаниях первого из собранных усилителей наблюдалось интересное явление: коэффициент гармоник существенно зависел от места подключения соответствующего провода громкоговорителя к общему проводу усилителя. При подключении громкоговорителя к общему проводу непосредственно на разъеме печатной платы коэффициент гармоник оказался примерно втрое меньше, чем в том случае, когда тот же провод громкоговорителя был соединен с общим проводом в источнике питания.

Особое внимание было уделено субъективным экспертизам. Качество звучания усилителей сопоставлялось с качеством звучания таких известных радиолюбителям конструкций, как промышленный усилитель высшего класса «Электроника Т1-002-стерео» [7], усилитель мощности на основе так называемого «параллельного» усилителя [8], усилитель с выходным каскадом на МДП-транзисторах [9] и некоторые другие. Источники сигналов и акустические системы, естественно, во всех случаях были одними и теми же.

В ходе экспертиз отмечено более естественное звучание описываемого усилителя. При воспроизведении одной и той же фонограммы для получения примерно одинаково сбалансированного по тембру звучания в большинстве сравниваемых усилителей требовался подъем АЧХ в области высших частот от 3 до 10 дБ.

Интересно что фонограммы, которые при прослушивании через другие усилители воспринимались как одинаковые по качеству, с новым усилителем стали звучать по-разному. Еще более интересно то, что преимущества описываемого усилителя отмечались даже при использовании источника сигнала среднего качества. В частности, оценивалось звучание при работе от кассетного магнитофона с электрическими характеристиками, соответствующими второму классу. Несмотря на то, что его параметры были значительно хуже, чем у любого из сравниваемых усилителей (коэффициент гармоник — около 2% на частоте 1 кГц, рабочий диапазон частот — 40...14 000 Гц, отношение сигнал/шум, взвешенное по кривой МЭК-А, — около 56 дБ), при включении в тракт описываемого усилителя мощности явственно ощущалось улучшение звучания. В большинстве случаев оказалось возможным слушать фонограммы, не пользуясь темброблоком, подавая сигнал непосредственно на усилитель мощности.

Естественно, что наиболее полно возможности разработанного усилителя реализуются в том случае, если и остальные

звенья тракта имеют соответствующие высокие характеристики.

Результаты объективных и субъективных проверок подтвердили правильность выбранного подхода к проектированию усилителей мощности, необходимость и достаточность норм, установленных на основные параметры.

**Ю. СОЛНЦЕВ**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Валентин и Виктор Лексины.** О заметности нелинейных искажений усилителя мощности. — Радио, 1984, № 2, с. 33—35.
2. **Витушкин А., Телеснин В.** Устойчивость усилителя и естественность звучания. — Радио, 1980, № 7, с. 36, 37.
3. **Пикерсгиль А., Беспалов И.** Феномен «транзисторного» звучания — Радио, 1981, № 12, с. 36—38.
4. QUAD 405. Current Dumping Amplifier. Instruction Book.
5. **Решетников О.** Снижение искажений в усилителе мощности. — Радио, 1979, № 12, с. 40—42.
6. **Жбанов В.** Высоколинейный термостабильный усилитель НЧ. — Радио, 1983, № 10, с. 44—46.
7. **Кузнецов П. и др.** «Электроника Т1-002-стерео». — Радио, 1981, № 4, с. 32—34.
8. **Агеев А.** Усилительный блок любительского радиокомплекса. — Радио, 1982, № 7, с. 31—35.
9. **Ильин В., Яцковский Р.** Полевые транзисторы в выходном каскаде усилителя мощности. — Радио, 1983, № 2, с. 54, 55.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

На вопросы читателей отвечает **Ю.Солнцев.**

**Какой источник питания использовал автор?**

Принципиальная схема блока питания стереофонического варианта усилителя приведена на рис.5. Он содержит сетевой трансформатор Т1 с четырьмя вторичными обмотками и такое же число стабилизированных выпрямителей. Два из них (G1 и G3) обеспечивают напряжения положительной (по отношению к общему проводу) полярности, два других (G2 и G4) — отрицательной. Каждый из узлов G1—G4, в свою очередь, состоит из выпрямителя на диодах VD1—VD4 (на рис.6 изображена схема источников G1, G3) фильтрующих конденсаторов C1—C4 и стабилизатора напряжения на транзисторах VT1, VT2 и стабилитроне VD5. Стабилизированные выпрямители напряжения отрицательной полярности (G2, G4)отличаются от изображенного на рис.6 противоположной полярностью включения диодов, стабилитрона и электролитических конденсаторов, а также примененными транзисторами (указаны в скобках). Стабилизаторы напряжения выполнены по известной схеме на транзисторах разной структуры. Благодаря включению обоих транзисторов по схеме с общим эмиттером, параметры такого устройства, несмотря на простоту, достаточно хорошие. К тому же стабилизаторы устойчивы к перегрузке и к коротким замыканиям в нагрузке. При коротком замыкании обесточивается стабилитрон VD5, и транзисторы V1, V2 закрываются. После устранения замыкания работоспособность устройства автоматически восстанавливается. Изготовленные автором стабилизаторы выключались при токе нагрузки 7...8 А, что можно считать вполне допустимым, так как бросок тока в момент пробоя одного из транзисторов выходного каскада усилителя превышает это значение.

Как видно из схемы, регулирующий транзистор VT2 включен в «холодный» (т.е. соединенный с общим проводом усилителя) провод выпрямителя. Это позволяет установить регулирующие транзисторы всех четырех стабилизаторов на общий теплоотвод без каких-либо изолирующих прокладок, но требует для каждого из выпрямителей отдельной обмотки трансформатора.

Трансформатор питания намотан на тороидальном магнитопроводе ОЛ100/50-50 сечением 12,5 см². Его обмотка 1 содержит 880 витков провода ПЭВ-2 0,86, каждая из обмоток II—V — по 120 витков провода ПЭВ-2 1,14. Для уменьшения внешних полей, а следовательно, и наводок на чувствительные к таким помехам цепи, числа витков обмоток выбраны несколько большими, чем требовалось по расчету. С этой же целью между первичной и вторичными обмотками помещен электростатический экран (один слой провода ПЭВ-2 0,3). Последний можно намотать и алюминиевой фольгой (например, от металлобумажных конденсаторов большой емкости), позаботившись, естественно, об изоляции ее витков друг от друга и от остальных обмоток. Лучше всего подходит лента из фольги шириной 10...20 мм, изолированная с обеих сторон конденсаторной бумагой.

Если, несмотря на эти меры, уровень фона усилителя окажется все же высоким, рекомендуется попробовать изменить монтаж и поместить трансформатор питания в экран. Практика показала, что если трансформатор рассчитан и изготовлен правильно, то преобладающую роль в создании помех играет не магнитное, а электрическое поле, поэтому для снижения уровня помех экран целесообразно изготовить из немагнитного материала, например из листового алюминиевого сплава.

При наличии трансформатора только с двумя подходящими обмотками, схему блока питания придется изменить следующим образом: соединить с общим проводом выводы 3 стабилизаторов, в качестве источников напряжений положительной полярности использовать стабилизированные выпрямители G2, G4 (рис.6), отрицательной — G1, G3. Естественно, в этом случае транзисторы VT2 можно устанавливать на общем теплоотводе только через изолирующие прокладки.

Каждый из стабилизаторов напряжения смонтирован на отдельной печатной плате (рис.7), изготовленной из фольгированного стеклотекстолита. При монтаже следует учесть, что на рис.7 полярность включения диодов, стабилитрона и электролитических конденсаторов показана для стабилизаторов положительного напряжения (источники G1 и G3 по схеме на рис.5). Для источников напряжения отрицательной полярности полярность включения этих элементов необходимо изменить на обратную.

Печатные платы рассчитаны на установку конденсаторов К50-29 (C1—C4) и К53-18(C5), резисторов МЛТ. Диоды КД213А (VD1—VD4) монтируют без теплоотводов. Регулирующие транзисторы VT2 устанавливают на теплоотводе, в качестве которого можно использовать металлическое шасси усилителя, и соединяют с печатными платами проводами минимальной длины.

Вместо указанных на схемах в блоке питания можно использовать транзисторы КТ313Б, КТ361В, КТ361К (VT в стабилиза-

Рис. 5

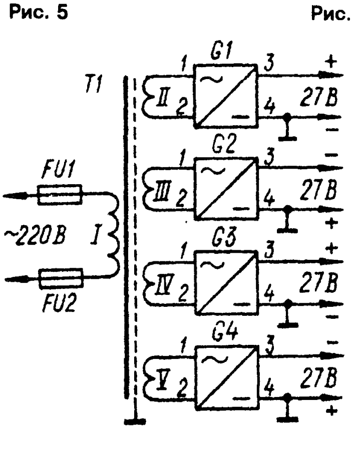
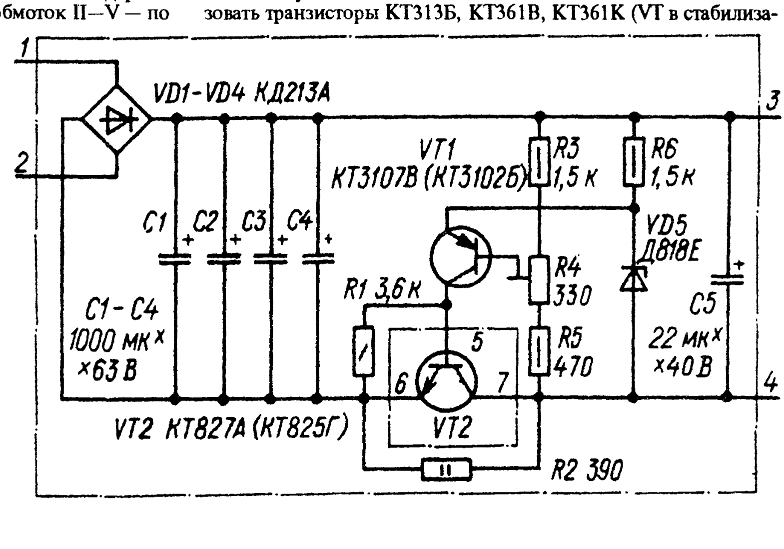



Рис. 6



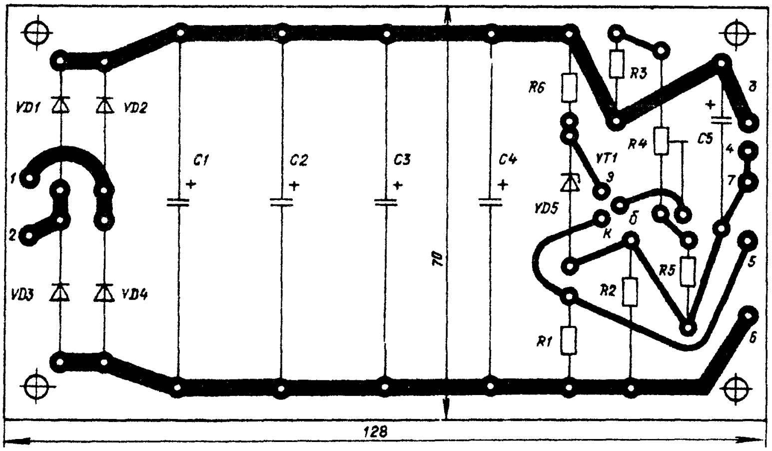


Рис. 7

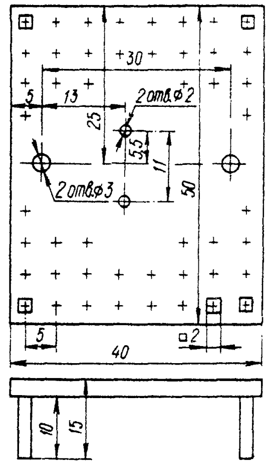


Рис. 8

торах положительного напряжения), КТ827Б, 2Т827А, 2Т827Б (VT2) и КТ315В, КТ312В, КТ3102А (VT1 в стабилизаторах отрицательного напряжения), КТ825Д, 2Т825А, 2Т825Б (VT2). Транзисторы КТ827А можно также заменить составными транзисторами КТ815В, КТ815Г+КТ819В, КТ819Г, а КТ825Г — составными транзисторами КТ814В, КТ814Г+КТ818В, КТ818Г. Стабилитроны Д818Е можно заменить другими стабилитронами этой серии, а также Д814Б.

Конденсаторы С1—С4 — К50-16, К50-18, К50-24, К50-27, К50-29 и т.п.

**Какова конструкция катушек L1—L3?**

Катушки усилителя намотаны в два слоя на каркасах диаметром 10 и длиной 30 мм. Длина намотки катушек L1 и L3 — 26 мм, L2 — 18 мм. Как показала проверка, катушки могут быть и бескаркасными. В этом случае их наматывают тем же проводом внатяг на оправке диаметром 9...10 мм. Жесткость катушек, снятых с оправки, вполне достаточна. При необходимости ее можно повысить, скрепив витки подходящим клеем или эпоксидной смолой.

**Какие теплоотводы применил автор?**

Как говорилось в статье, транзисторы выходных каскадов обоих каналов усилителя установлены через прокладки на общем теплоотводе, выполняющем одновременно и функции задней стенки усилителя. Теплоотвод — штыревой, изготовлен методом фрезерования. Площадь эффективной теплоотводящей поверхности — около 1250 см². Можно использовать и отдельные теплоотводы площадью 400...500 см² для каждого из транзисторов выходного каскада.

Транзистор VT5 установлен на штыревом теплоотводе (рис.8) с общей площадью теплоотводящей поверхности 45 см². При монтаже транзисторы VT5, VT9, VT10 соединяют с печатной платой проводами возможно меньшей длины.

**Расскажите подробнее о замене деталей усилителя.**

Вместо транзисторов КТ825Г в выходных каскадах можно использовать транзисторы 2Т825А. В крайнем случае допустима замена КТ825Г на КТ825Д, 2Т825Б, а КТ827А — на КТ827Б, КТ827В, 2Т827А — 2Т827В. Следует, однако, учесть, что эта замена снизит надежность усилителя, так как указанные транзисторы будут работать в режимах, близких к предельно допустимым.

При замене транзисторов выходных каскадов составными (на основе КТ814, КТ818 и КТ815, КТ819) между выводами базы и эмиттера второго (более мощного) транзистора необходимо включить резистор сопротивлением 100...300 Ом, а сами транзисторы, входящие в составной, расположить возможно ближе друг к другу и соединить короткими проводами.




Рис. 9

Подбирая замену ОУ, следует обратить внимание на быстродействие и режим работы его выходного каскада. В большинстве ОУ последний работает в режиме АВ, поэтому для высококачественного усилителя ЗЧ пригоден только такой ОУ, у которого ток покоя при данном сопротивлении нагрузки (входное сопротивление каскада на транзисторе VT2) имеет величину, обеспечивающую работу выходного каскада в режиме А (нелинейные искажения в этом случае минимальны).

Помимо рекомендованных в статье можно попробовать применить ОУ К153УД2 (К553УД2). Низкоскоростные ОУ К140УД7, К140УД12, К140УД20, 153УД3, 153УД4 и т.п. использовать не рекомендуется во избежание появления динамических интермодуляционных искажений.

Реле К1 в устройстве защиты громкоговорителей — любое с напряжением срабатывания 27 В и суммарным допустимым током через контакты 4 А (например, РЭС-47, РЭН-33 и т.п.), сигнальные лампы HL1, HL2 — любые на напряжение 24...28 В (например, СМ28-1,5). Можно использовать лампы накаливания и на меньшее напряжение, однако в этом случае в цепь их общего провода необходимо включить резистор соответствующего сопротивления. Индикатор на светодиодах собирают по схеме на рис.9 (диоды VD11, VD12 в этом случае исключают).

**Как повысить номинальное входное напряжение усилителя до 0,7...1 В?**

Проще всего это сделать, включив последовательно с конденсатором С1 резистор сопротивлением 200...390 кОм. Этой же цели можно добиться и уменьшением коэффициента передачи каскада на ОУ DA1, для чего достаточно увеличить сопротивление резистора R3 до 30...47 кОм. При самовозбуждении ОУ между его выводами 6 и 7 необходимо включить корректирующий конденсатор емкостью 5...30 пФ.

**Может ли усилитель работать на нагрузку сопротивлением 8 Ом?**

Да, может, однако его максимальная выходная мощность в этом случае уменьшится до 35 Вт. Коэффициент гармоник несколько снизится.

**Можно ли для питания усилителя использовать источник с другими напряжениями?**

Благодаря нескольким ООС напряжения питания усилителя можно изменять в довольно широких пределах. Единственное, что необходимо при этом сделать, — это изменить в соответствующую сторону сопротивления резисторов R5, R6, от которых зависит режим работы стабилитронов VD1, VD2. Качество звучания остается вполне удовлетворительным при уменьшении напряжений питания вплоть до ±15 В. Что касается максимальных напряжений, то они определяются предельно допустимыми напряжениями между электродами транзисторов и номинальными напряжениями электролитических конденсаторов. Схема усилителя допускает повышение напряжений питания до ±50 В.

# УМЗЧ ВЫСОКОЙ ВЕРНОСТИ

Предлагаемый вниманию читателей УМЗЧ обладает настолько высокими параметрами, что может быть использован при экспертизе звучания звуковых программ, в том числе воспроизводимых проигрывателями компакт-дисков. О принципах построения таких усилителей рассказывалось в статье автора «К вопросу о природе нелинейных искажений УМЗЧ», опубликованной в журнале «Радио» № 5 за 1989 г.

Принципиальная схема одного из каналов УМЗЧ приведена на рис. 1. При ее разработке использованы отдельные схемные решения усилителя мощности, описанного в [1]. Отличительная особенность УМЗЧ — отсутствие усилительных каскадов, выполненных по схеме с ОЭ, а также отсутствие оксидных конденсаторов в сигнальных цепях.

Входной сигнал, пройдя через пассивные ФВЧ C1R2 с частотой среза 5 Гц и ФНЧ R1C2 с частотой среза 130 кГц, поступает на ОУ DA1 с входным каскадом на полевых транзисторах. Усиленный сигнал с выхода ОУ через повторитель (VT1) и цепь коррекции на опережение R6C6, компенсирующую создаваемый выходным каскадом полюс АЧХ на частоте 2,3 МГц, поступает на каскады сдвига уровня (VT2) и усиления напряжения (VT7). Каскад усиления напряжения нагружен на генератор тока на транзисторе VT9 и три последовательно соединенных двухтактных эмиттерных повторителя на транзисторах VT10—VT12, VT14—VT16, выполняющих функции каскада усиления мощности. Размещенный на теплоотводе транзистора VT15 транзистор VT8 задает напряжение смещения на базе транзисторов выходного каскада в режиме АВ и обеспечивает его термостабилизацию.

На транзисторах VT3, VT4 собран триггер защиты УМЗЧ от токовых перегрузок [2]. Он управляется импульсами коллекторного тока транзистора VT13, являющегося датчиком тока транзисторов выходного каскада. При срабатывании триггера открываются ключи на транзисторах VT5 и VT6, которые закрывают транзисторы каскада усиления напряжения (VT7) и генератора тока (VT9), вследствие чего оказываются закрытыми и транзисторы VT10—VT12, VT14—VT16. Индикацию аварийного состояния УМЗЧ обеспечивает светодиод HL1. Возврат УМЗЧ в рабочее состояние (сброс триггера) возможен только после устранения причин перегрузки выходного каскада. Для этого с помощью выведенной на переднюю панель УМЗЧ кнопки SB1 следует через цепь R8C5 соединить базу транзистора VT4 с его эмиттером.

На ОУ DA2 выполнено устройство поддержания нулевого потенциала по постоянному току на выходе усилителя. Работает оно следующим образом. Выходной сигнал усилителя через ФНЧ R30C17 с частотой среза 1,5 Гц поступает на активный интегратор C18R31DA2, а затем через резистор R7 в виде управляющего напряжения в соответствующей полярности подается на вход коррекции нуля основного ОУ DA1. В результате постоянный потенциал на выходе УМЗЧ определяется лишь собственным дрейфом напряжения смещения ОУ DA2 и не превышает ±0,5 мВ при нагревании любого из элементов УМЗЧ до температуры 110 °С и асимметрии питающих напряжений в диапазоне от +7 В, —45 В до +45 В, —7 В. Кроме того, такое схемотехническое решение позволило избавиться от применения блокировочных и разделительных оксидных конденсаторов в цепи прохождения сигнала и цепи сигнальной ООС, а также разделить точки подключения ООС по постоянному и переменному токам.

Последнее обстоятельство нуждается в особом пояснении. Дело в том, что в УМЗЧ обычно используется совмещенная цепь общей ООС, которая замыкает ее петлю как по постоянному, так и по переменному току (рис. 2). При этом сигнал ООС снимают непосредственно с

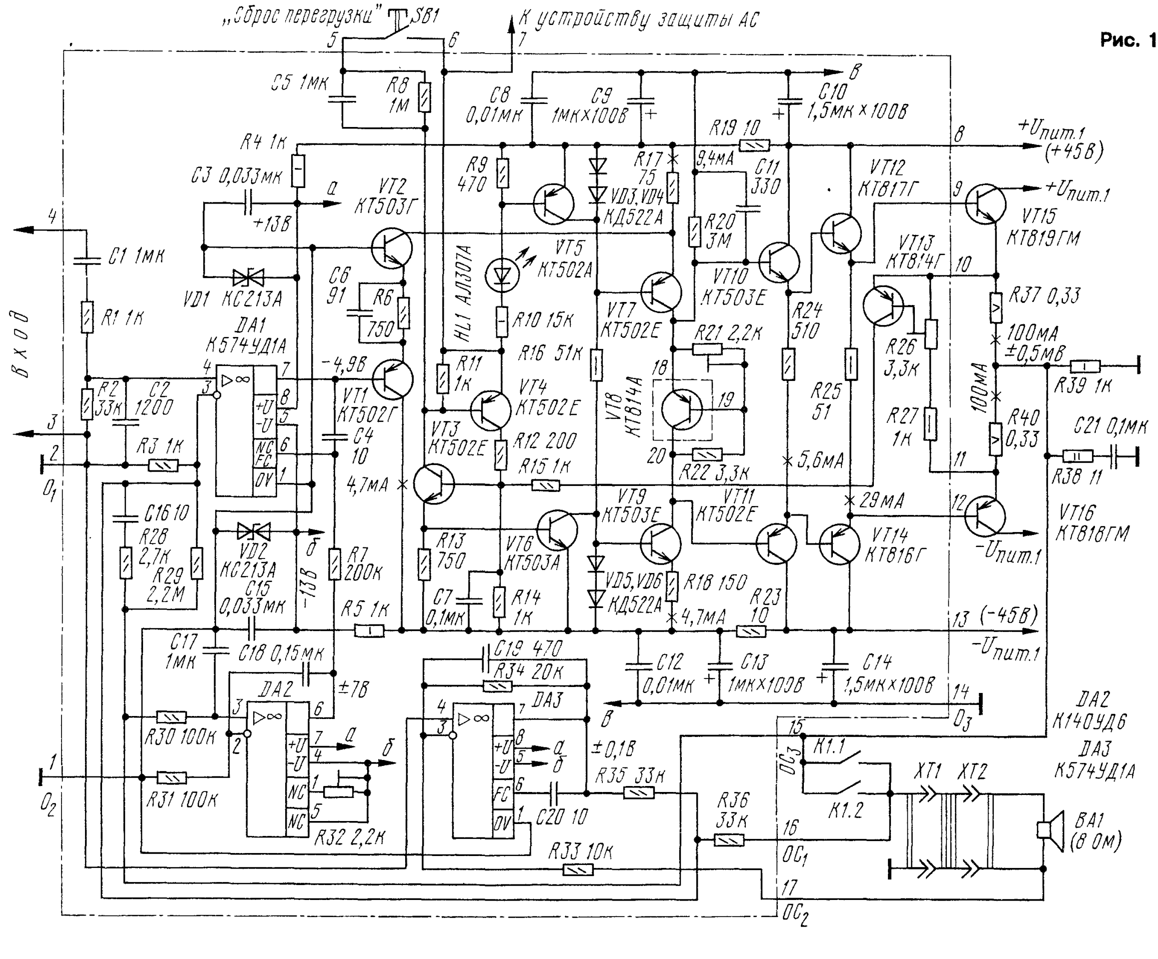



Рис. 1

выхода усилителя, в то время как нагрузка $R_н$ подключена к нему через контактную группу K1.1 реле защиты АС от аномального потенциала на выходе УМЗЧ. То есть нелинейный элемент (контактная группа) оказывается вне петли ООС, в результате чего проявление его нелинейности максимально. Подключение петли ООС к общей точке контактной группы K1.1 и нагрузки (т. е. охват ее петлей ООС), как показано штриховой линией, в этом случае невозможно, так как в первый момент после включения УМЗЧ контакты K1.1 будут разомкнуты, цепь ООС по постоянному току не замкнута и усилитель не сможет войти в нормальный режим работы. В рассматриваемом УМЗЧ цепь ООС по постоянному току подключена непосредственно к его выходу, а по переменному (резистор R36) — после контактной группы K1.1. В результате нулевой потенциал на выходе УМЗЧ устанавливается независимо от положения контактов, а проявление нелинейности контактной группы K1.1 практически устранено петлей общей ООС по переменному току.

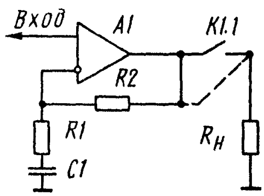



Рис. 2

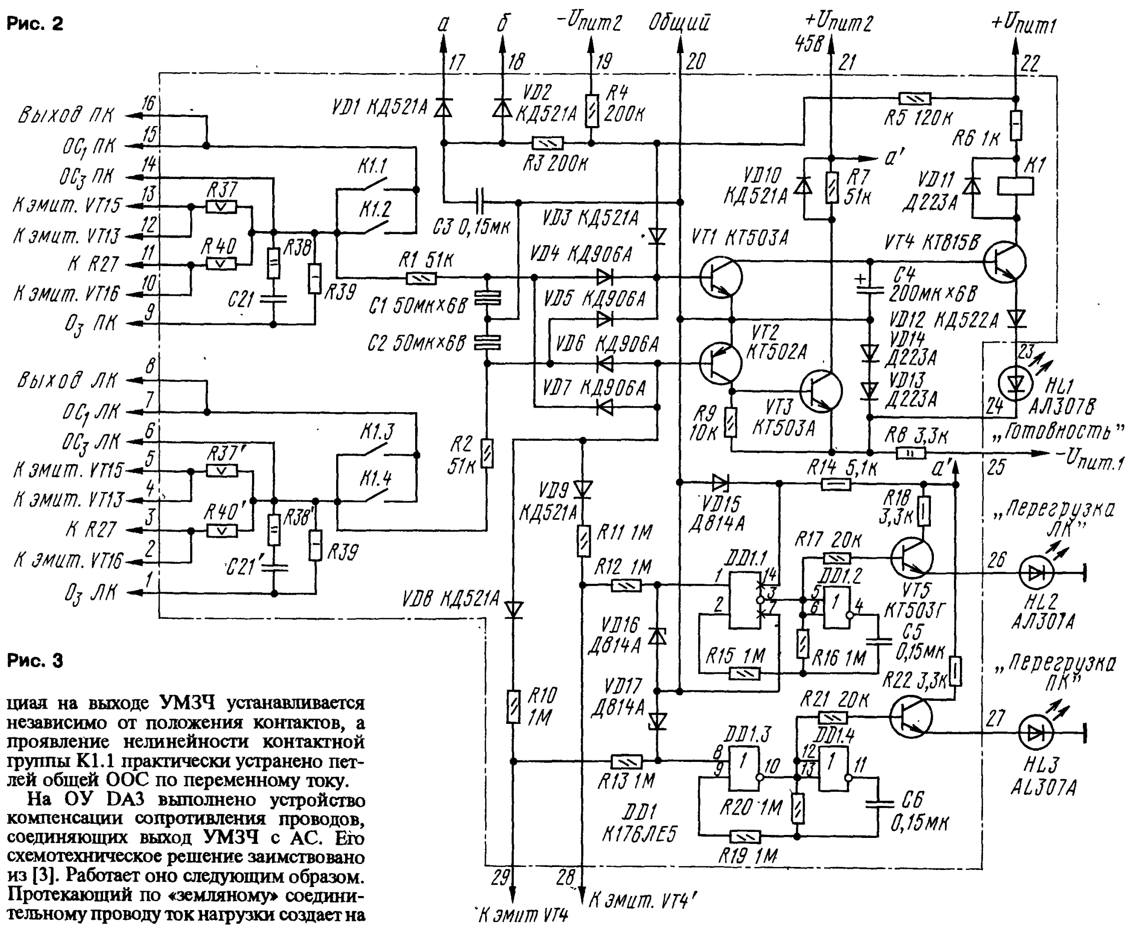



Рис. 3

На ОУ DA3 выполнено устройство компенсации сопротивления проводов, соединяющих выход УМЗЧ с АС. Его схемотехническое решение заимствовано из [3]. Работает оно следующим образом. Протекающий по «земляному» соединительному проводу ток нагрузки создает на нем падение напряжения, которое отдельным тонким проводником подводится к инвертирующему входу удвоителя напряжения на ОУ DA3. При этом напряжение на выходе этого ОУ равно падению напряжения на обоих соединительных проводах (как «земляной», так и «горячий» провода имеют практически одно и то же сопротивление и по ним протекает один и тот же ток), но противоположно по фазе. Это напряжение через резистор дополнительной ООС R35 подается в цепь инвертирующего входа ОУ DA1, суммируясь с сигналом основной ООС, в результате чего напряжение на выходе усилителя увеличивается ровно на падение напряжения на обоих соединительных проводах, чем и обеспечивается компенсация их сопротивления. Такое устройство не нуждается в каком-либо налаживании при замене АС или соединительных проводов и компенсирует не только резистивную, но и реактивную составляющие их полного распределенного сопротивления.

Аналогичные схемные решения применены в ряде престижных УМЗЧ японских фирм «Toshiba» (так называемая «Clean Drive System»), «Kenwood: («Sigma Drive System») [4], «Akai» («Zero Drive System»).

С целью уменьшения низкочастотных межканальных помех и искажений каждый канал УМЗЧ питается от отдельного нестабилизированного источника. Питающие напряжения зависят от необходимой выходной мощности, сопротивления нагрузки и могут быть установлены без каких-либо изменений схемы в диапазоне от ±25 до ±45 В. Требуется только замена реле устройства защиты АС (см. ниже) на более низкоомное. Для выбора питающих напряжений можно воспользоваться формулой $U_{пит} = 5 + \sqrt{2P_нR_н}$, где $P_н$ — номинальная мощность в нагрузке, $R_н$ — номинальное сопротивление АС. Емкость конденсаторов сглаживающего фильтра выпрямителей каждого канала должна быть не менее 2x10 000 мкФ при $P_н$>40 Вт и 2x6000 мкФ при $P_н$<40 Вт.

На рис. 3 приведена принципиальная схема устройства защиты АС, обеспечивающего задержку подключения АС к выходу УМЗЧ при включении питания и отключение их при срабатывании триггеров защиты усилителя от токовых перегрузок, появлении на выходах аномального постоянного напряжения, снижения любого из четырех постоянных напряжений питания, а также при падении напряжения в сети переменного тока.

При включении питания подключение АС к выходу УМЗЧ задерживает (на 1...2 с) интегрирующая цепь R7C4 в цепи базы коммутирующего транзистора VT4. Нормальный режим индицирует зеленый светодиод HL1.

Появившееся на выходе любого канала УМЗЧ аномальное постоянное напряжение положительной полярности через развязывающие диоды VD4, VD5 поступает на базу транзистора VT1, а отрицательной через диоды VD6, VD7 и инвертор VT2 — на базу транзистора VT3. При этом соответствующий транзистор (VT1 или VT3) открывается и база коммутирующего транзистора VT4 оказывается соединенной с общим проводом. В результате последний транзистор закрывается и контакты K1.1 и K1.2 (рис. 1) реле K1 отключают АС от УМЗЧ.

При срабатывании триггеров токовой защиты УМЗЧ отрицательное напряжение с их выходов через цепи R10VD8 или R11VD9 и инвертор VT2 поступает на базу транзистора VT3, который открывается и соединяет базу коммутирующего транзистора VT4 с общим проводом, что, как и в предыдущем случае, влечет за собой срабатывание реле K1 и отключение АС от УМЗЧ.

Отрицательное напряжение с выходов триггеров поступает также и на мультивибраторы на микросхеме DD1, которые запускаются, обеспечивая прерывистое свечение светодиодов HL2 и HL3, подключенных к ним через транзисторы VT5, VT6, что и сигнализирует о срабатывании токовой защиты.

При уменьшении (по модулю) напряжения питания $-U_{пит2}$ или напряжения сети (пропорциональное ему напряжение вторичной обмотки сетевого трансформатора, выпрямленное диодами VD1 и VD2) изменится (с отрицательного на положительный) потенциал точки соединения резисторов R3, R4, R5. В результате мгновенно откроется транзистор VT1, а вслед за ним закроется транзистор VT4 и реле K1 отключит АС от УМЗЧ. При уменьшении модулей напряжений $-U_{пит1}$ и $+U_{пит1}$ обесточивается непосредственно обмотка реле K1, поскольку оно питается от источников этих напряжений соответственно через резисторы R8 и R6. И наконец, при уменьшении напряжения $+U_{пит2}$ отключение АС от УМЗЧ достигается за счет срабатывания реле K1 в результате падения ниже порогового значения тока базы коммутирующего транзистора VT4, протекающего через соединенную с этим источником питания цепь VD10R7.

## ДЕТАЛИ И КОНСТРУКЦИЯ

Каждый канал усилителя собран на отдельной печатной плате. Чертеж печатной платы одного канала УМЗЧ показан на рис. 4. Транзисторы VT12, VT13 установлены на теплоотводах из листового металла толщиной 0,5...1 мм (латунь, алюминий) площадью 6 см².

Для исключения «наведенных» искажений каждый из общих выводов печатной платы $O_1$, $O_2$, $O_3$ (рис. 1), а также «земляной» провод нагрузки каждого канала необходимо соединить с общей точкой всех четырех конденсаторов сглаживающих фильтров выпрямителей отдельными проводниками, как показано на рис. 5.

Резисторы R37—R40 и конденсатор C21 (см. рис. 1), смонтированы на печатной плате устройства защиты АС (рис. 6).

Мощные выходные транзисторы VT15, VT16 должны быть установлены на теплоотводы с такой площадью, при которой температура их корпусов в наиболее термонапряженном режиме (или рассеиваемой на одном транзисторе мощности $P_{к\,max} = U^2_{пит}/10R_н$) не превышала бы +80 °С. Автор применил теплоотводы с тепловым сопротивлением 1,2 °С/Вт. Транзистор VT8, обеспечивающий термостабилизацию тока покоя, установлен через изолирующую прокладку на теплоотводе транзистора VT15.

Вторичные обмотки каждого из сетевых трансформаторов T1, T2 (рис. 5) должны быть рассчитаны на средний ток $I \geq \sqrt{2P_н/R_н}/\pi$. Для уменьшения магнитных наводок на окружающую УМЗЧ аппаратуру (особенно магнитофоны) сетевые трансформаторы целесообразно выполнить на тороидальных магнитопроводах и расположить их один над другим, подключив первичные обмотки трансформаторов к сети противофазно.

Возможная замена элементов усилителя: ОУ DA2 — К140УД7, К140УД12, К140УД14, К140УД17; DA1 — К574УД1Б, DA3 — К544УД2, К544УД1. Стабилитроны VD1, VD2 — любые маломощные на напряжение 12...14 В. Диоды VD3 — VD6 — любые кремниевые маломощные, диоды устройства защиты АС (рис. 3) — кремниевые маломощные с обратным напряжением не менее 50 В. Микросхему DD1 можно заменить на К561ЛЕ5, реле K1 (РЭС-22 РФ4.500.130) — РЭС-6, паспорт РФ0.452.110 или РФ0.452.100.

Отклонение номиналов резисторов R33—R36 УМЗЧ от указанных на схеме не должно превышать ±2%, остальных — ±10%. Подстроечные резисторы R21, R26, R32 — СП5-3. Конденсаторы могут быть КМ-6, К73-9, К73-17. Автор применил К73-11. Отклонения номиналов конденсаторов C2, C4, C6, C16 и C18 от указанных на схеме не должно превышать ±20%, остальных — +80...−20%.

## НАЛАЖИВАНИЕ

Перед налаживанием усилителя отключают нагрузку и временно подключают резистор R36 (ООС по переменному току) к общей точке резисторов R37 и R40. Движок резистора R32 должен при этом находиться в среднем положении, R26 — в крайнем верхнем, R21 — в крайнем правом (по схеме). Вход устройства компенсации на ОУ DA3 ($OC_2$, см. рис. 1) соединяют с общим проводом.

Подав на УМЗЧ питающие напряже-

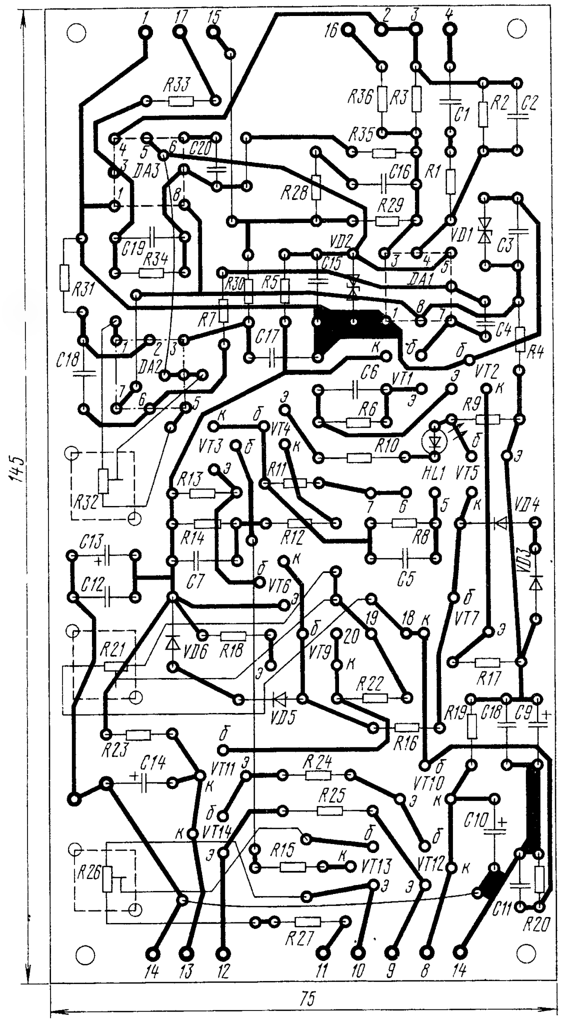



Рис. 4

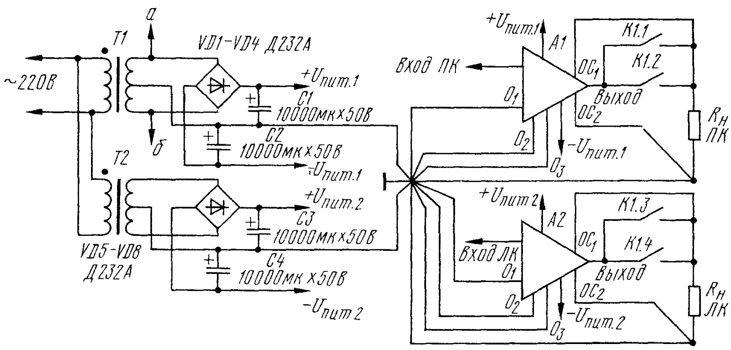



Рис. 5

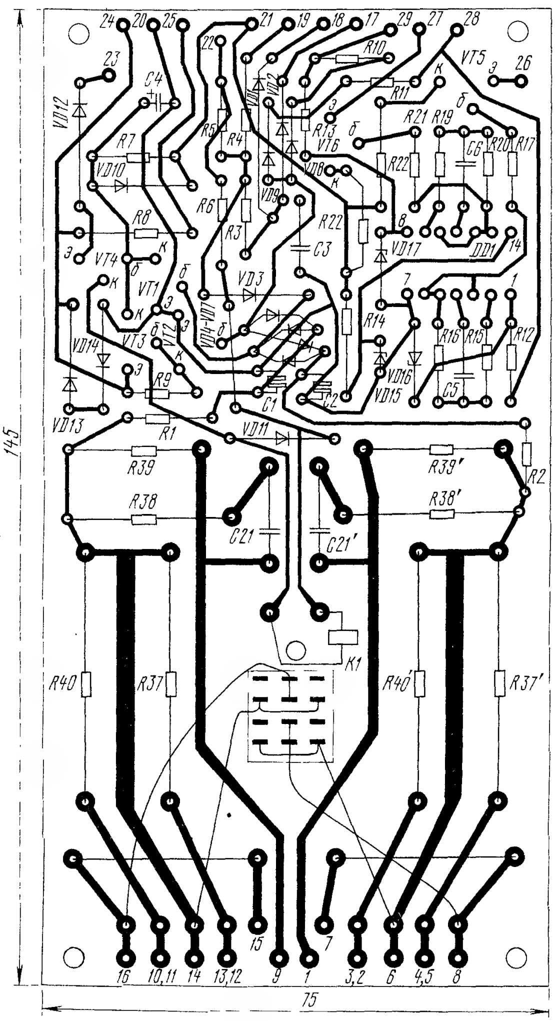


Рис. 6

ния, резистором R21 по падению напряжения на резисторах R37, R40 (т. е. между эмиттерами VT15 и VT16), которое должно быть равным 0,1(R37+R40) В, т. е. 66 мВ, устанавливают начальный ток транзисторов выходного каскада равным 100 мА. После этого резистором R32 устанавливают постоянный потенциал на выходе УМЗЧ в пределах ±0,5 мВ. Если же достичь балансировки нуля резистором R32 не удается, необходимо заменить ОУ DA1 или соединить его выводы 2 и 8 резистором сопротивлением 150...300 кОм.

В последнюю очередь устанавливают порог срабатывания токовой защиты. Для этого нагружают усилитель резистором сопротивлением 2 Ом, на вход подают синусоидальный сигнал частотой около 1 кГц и увеличивают его амплитуду до тех пор, пока средний потребляемый усилителем ток не достигнет 4,4 А. После этого резистором R26 добиваются срабатывания триггера защиты (о чем сигнализирует загорание светодиода HL1). Две последние операции во избежание перегрева мощных выходных транзисторов необходимо производить оперативно, не более 1 мин.

Устройство защиты АС налаживания не требует, необходимо лишь проверить его работоспособность, подавая поочередно напряжения ±2 В на резисторы R1 или R2 и $-U_{пит1}$ — на R10 или R11, а также снимая напряжения $\pm U_{пит1}$, $\pm U_{пит2}$ и сетевое, что должно приводить к прекращению свечения светодиода HL1 и размыканию контактов реле K1. Кроме того, при подаче напряжения — $U_{пит1}$ на резисторы R10 или R11 должны прерывисто светиться светодиоды HL2 или HL3.

Эксплуатация усилителя особенностей не имеет, за исключением устройства компенсации сопротивления проводов на ОУ DA3. Для ее нормальной работы как «горячий», так и «земляной» проводники, соединяющие УМЗЧ с АС, должны быть однотипными и равной длины, а вход устройства компенсации ($ОС_2$) должен быть подключен тонким проводником (например, ПЭЛШО 0,12) к общей точке АС и «земляного» проводника непосредственно на зажиме АС. При необходимости устройство компенсации может быть отключено: для этого достаточно его вход оставить свободным или заземлить. В этом случае оно не будет оказывать на работу УМЗЧ никакого воздействия.

Параметры, полученные автором при испытаниях его экземпляра УМЗЧ при работе от источников питания напряжением $U_{пит}$=±45 В, таковы:

| Параметр | Значение |
|---|---|
| Чувствительность, В | 0,8 |
| Входное сопротивление, кОм | 34 |
| Номинальная выходная мощность на нагрузке 8 Ом, Вт | 100 |
| Динамическая мощность, Вт, на нагрузке, Ом: | |
| 4; 2 | 200 |
| 1 | 100 |
| Скорость изменения выходного напряжения (без цепи R1C2), В/мкс | 18 |
| Время установления (без цепи R1C2), мкс | 4 |
| Полоса эффективно усиливаемых частот, Гц, по уровню 0...−0,5 дБ | 5...35 000 |
| Отклонение ФЧХ от линейной, град. на частотах, Гц: | |
| 20 | +5 |
| 35 000 | −5 |
| 5 | +45 |
| 130 000 | −45 |
| Коэффициент демпфирования в диапазоне частот 5...35 000 Гц, более | 1000 |

Все испытания, кроме измерения выходной мощности, проводились на эквивалент нагрузки по стандарту IHF (см.

рис. 3 в статье автора «К вопросу об оценке нелинейных искажений УМЗЧ» в «Радио», 1989, № 5, с. 54–57).

Схема измерения коэффициента гармоник показана на рис. 7. Коэффициент гармоник измерялся спектроанализатором СК4-56 (PS1), в качестве источника сигнала использовался генератор Г3-118 (G1). Для увеличения разрешающей способности измерений первая гармоника сигнала с выхода УМЗЧ подавлялась на 60...62 дБ режекторным фильтром ЕХ2.067.075 (Z1), входящим в комплект поверки генератора Г3-118. Точность таких измерений определяется собственным коэффициентом гармоник генератора. У прибора, которым пользовался автор, уровень гармоник не превышал — 110 дБ

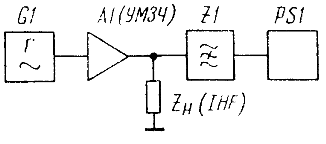



Рис. 7

($K_г \leq$=0,00032%) на частоте 1 кГц и –100 дБ ($K_г \leq$=0,001%) на частоте 10 кГц.

На рис. 8 приведен спектр сигнала частотой 1000 Гц на выходе усилителя при работе на нагрузку IHF и выходной мощности 100 Вт. Уровень наиболее значимой второй гармоники с учетом подавления на 60 дБ первой гармоники составляет –105 дБ, что соответствует $K_{г2}$=0,00056%. Уровень гармоник высших порядков сравним с уровнем гармоник генератора. Спектр сигнала, показанный на рис. 9, соответствует тем же условиям, но при работе на резистивную нагрузку сопротивлением 1 Ом при выходной мощности УМЗЧ 50 Вт. В этом случае уровень второй гармоники выше — 92 дБ ($K_{г2}$=0,0025%), но все же линейность усилителя достаточно высока. Относительный уровень гармоник при выходной мощности 30, 10, 1 и 0,1 Вт лежит ниже –110 дБ как для IHF нагрузки, так и для нагрузки сопротивлением 1 Ом.

На рис. 10 показан спектр выходного сигнала УМЗЧ вблизи 10 кГц при его работе на нагрузку IHF и входном сигнале, состоящем из двух синусоидальных сигналов частотой 10 кГц и 250 Гц с соотношением амплитуд 1:4. Мощность в нагрузке составляет 100 Вт, спектральная составляющая 10 кГц подавлена на 62 дБ, а ближайшие составляющие интермодуляционных искажений (9750 и 10 250 Гц) подавлены из-за неидеальной кривой режекции фильтра на 9 дБ. С учетом этого легко убедиться в том, что уровень составляющих интермодуляционных искажений не превышает –100 дБ, или $K_{им}$<0,001 %, т. е. совпадает с уровнем искажений генератора Г3-118 на частоте 10 кГц.

На рис. 11 а, б и в приведены осциллограммы сигнала на входе (верхние осциллограммы) и выходе усилителя при частотах повторения напряжения прямоугольной формы соответственно 20 кГц, 1 кГц и 50 Гц. Первая из них свидетельствует о апериодической («гладкой») переходной характеристике усилителя, а последняя — незначительном (<5%) спаде вершины низкочастотного импульса.

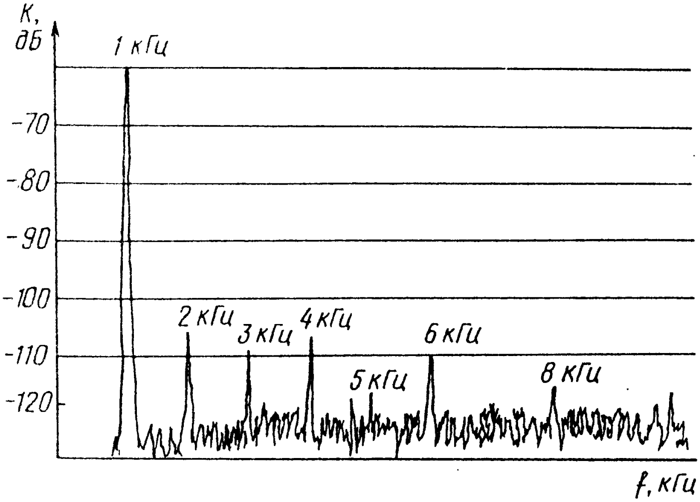



Рис. 8

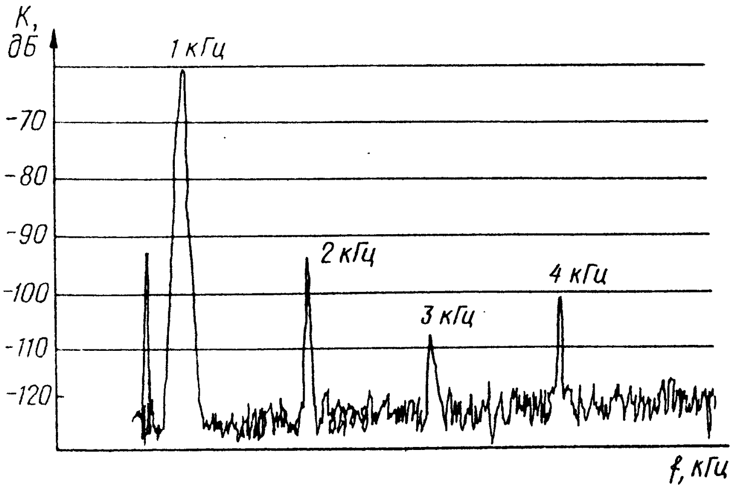



Рис. 9

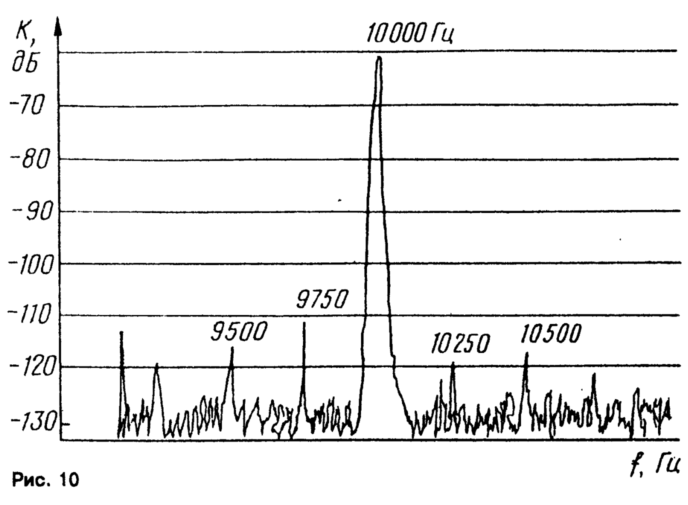



Рис. 10

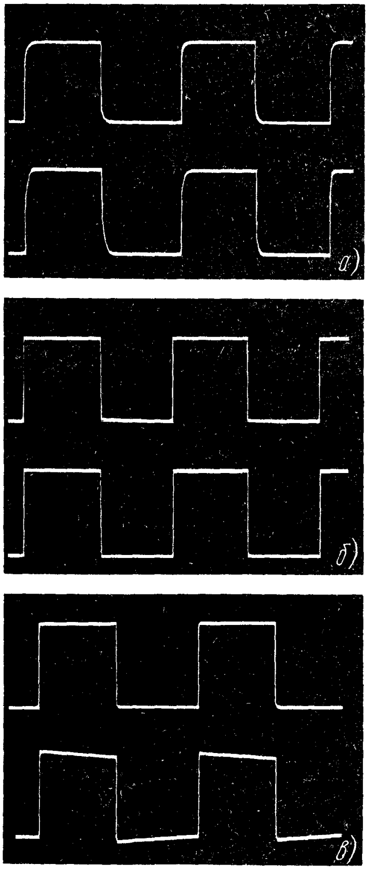



Рис. 11

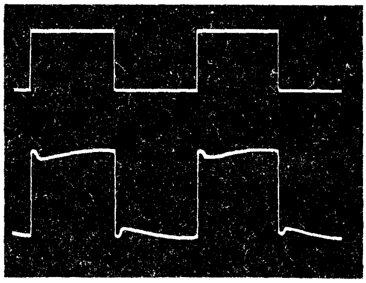


Рис. 12

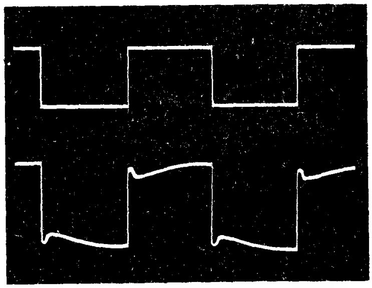


Рис. 13

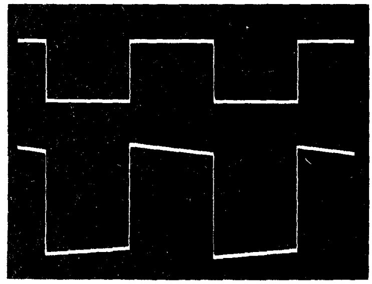


Рис. 14

Осциллограммы, показанные на рис. 12 и 13, иллюстрируют форму напряжения на зажимах АС (нижние части осциллограмм) сопротивлением соответственно 8 и 4 Ом при входном сигнале прямоугольной формы частотой повторения 50 Гц (верхние осциллограммы). Для имитации нагрузки 8 Ом использовались АС SB-3170 японской фирмы «Technics», а для имитации нагрузки 4 Ом — эти же АС, включенные параллельно. УМЗЧ соединен с АС проводниками сечением 0,5 мм², длиной 20 м. Устройство компенсации сопротивления проводов отключено ($ОС_2$ на рис. 1).

Для сравнения на рис. 14 изображена осциллограмма сигнала в тех же условиях, но с включенным устройством компенсации. В последнем случае форма напряжения на зажимах АС практически не отличается от изображенного на рис. 11, в, что свидетельствует о высокой эффективности компенсации.

Н. СУХОВ

ЛИТЕРАТУРА

1. Wiederhold M. Neuartige Konzeption für einen Hi-Fi — Leistungsverstakez. — Radio Fernsehen Elektronik, 1977, № 14, S. 459 — 462, 467.

2. Зуев П. Усилитель с многопетлевой ООС. — Радио, 1984, № 11, с. 29—32.

3. Патент ФРГ № 3107799, МКИ H04R 3/00, публ. 30.05.85.

4. Патент США № 4441085, МКИ H03F 1/34, публ. 03.04.84.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Замена диодной матрицы КД906А.**

Диодную матрицу КД906А можно заменить диодами КД522А.

**Как устранить самовозбуждение УМЗЧ?**

Самовозбуждение (одно из его проявлений — невозможность установки нулевого потенциала на выходе УМЗЧ) можно устранить увеличением емкости конденсатора С11 до 560...680 пФ.

**Как устранить самовозбуждение каскада на ОУ DA3?**

Самовозбуждение каскада на ОУ DA3 можно устранить включением безындукционных керамических конденсаторов емкостью 0,033...0,047 мкФ между выводами питания (5 и 8) и печатным проводником общего провода или исключением конденсатора С19.

**Какова допустимая емкость нагрузки?**

УМЗЧ устойчиво работает при емкости нагрузки до 0,15 мкФ (емкость АС обычно на порядок меньше). Если же емкость нагрузки превышает указанное значение, между АС и выходом УМЗЧ необходимо включить дроссель с индуктивностью 3...5 мкГн.

**Об оксидных конденсаторах, примененных в УМЗЧ.**

Конденсаторы С9, С13 — К50-20; С10, С14—К52-11; С1, С2 в устройстве защиты — К50-6 (неполярные).

**Температурный режим микросхем DA1 и DA3.**

В нормально работающем УМЗЧ каждый из ОУ К574УД1А (DA1, DA3) рассеивает мощность около 250 мВт, поэтому температура их корпусов может достигать +45...50°С.

**Об увеличении входного сопротивления УМЗЧ.**

Входное сопротивление ($R_{вх}$) усилителя можно повысить увеличением (до нужного значения $R_{вх}$) сопротивления резистора R2. Однако, поскольку через этот резистор питается неинвертирующий вход ОУ DA1, увеличивать его свыше 220 кОм не следует, иначе может возрасти уровень собственных шумов УМЗЧ.

**О замене транзисторов серий КТ502 и КТ503.**

При напряжениях питания УМЗЧ +45 и —45 В вместо транзисторов серий КТ502 и КТ503 можно применить другие кремниевые транзисторы с максимально допустимыми напряжением $U_{кэ} \geq 90$ В, током коллектора $I_к \geq 30$ мА и рассеиваемой мощностью $P_к \geq 300$ мВт. Статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$ должен быть в пределах 40...120, емкость коллекторного перехода $C_к \leq 20$ пФ, граничная частота $f_{гр} \geq 5$ МГц. Такими параметрами обладают, например, транзисторы 2Т504А, 2Т505А. В крайнем случае возможно применение транзисторов КТ814Г и КТ815Г, отобранных по параметру $h_{21э} \geq 40$.

При напряжениях питания +25 и —25 В вместо КТ502Е и КТ503Е можно использовать транзисторы этих серий с индексами В—Д.

**Замена ОУ в устройстве компенсации сопротивления проводов.**

Кроме указанных на схеме и в тексте статьи, в устройстве компенсации сопротивления проводов, соединяющих УМЗЧ с АС, можно применить ОУ К140УД8А, а также (с изменениями в печатной плате) К574УД2А.

**О трансформаторах питания на стандартизированных магнитопроводах.**

Из стандартизированных магнитопроводов для трансформа-

торов питания можно использовать кольцевой магнитопровод ОЛ50/80-50. В этом случае первичная (сетевая) обмотка должна содержать 1020 витков провода ПЭВ-2 0,4, а вторичная — 2x160 витков ПЭВ-2 1,1.

**Возможно ли снижение питающих напряжений до +20 и —20 В?**

Возможно. В этом случае сопротивление резисторов R4 и R5 УМЗЧ целесообразно уменьшить до 510 Ом, резистора R6 — до 470 Ом, резистора R16 — до 22 кОм. Резистор R6 в устройстве защиты следует исключить, а сопротивление резисторов R8, R18 и R22 снизить до 1,5 кОм.

**Можно ли использовать в выходном каскаде транзисторы серий КТ825 и КТ827?**

По сравнению с КТ816 — КТ819 транзисторы серий КТ825 и КТ827 обладают худшими частотными свойствами, поэтому применять их в УМЗЧ высокой верности нельзя.

**О компоновке и монтаже УМЗЧ.**

Благодаря блокировочным элементам в цепях питания и устройству компенсации сопротивления проводов на ОУ DA3, УМЗЧ не критичен к взаимному расположению узлов и длине соединяющих их проводов. Необходимо только выполнить рекомендации, приведенные в разделе «Детали и конструкция» («Радио», 1989, № 7, с. 57, 58), особенно в части схемы соединений, изображенной на рис. 5 в статье. Недопустимо объединение нескольких соединительных проводов, каждую из обозначенных на схеме цепей необходимо соединить с определенной (какой конкретно — неважно, но обязательно одной и той же) точкой своим отдельным проводом.

**О питании УМЗЧ от импульсного источника.**

УМЗЧ можно питать как от традиционного, так и от импульсного источника, например, описанного в статье В. Жучкова, О. Зубова и И. Радутного «Блок питания УМЗЧ» («Радио», 1987, № 1, с. 35—37), соответствующим образом изменив намоточные данные обмотки 3-4-5 его трансформатора Т3 (для стереоусилителя потребуются два таких блока). Необходимо иметь в виду, что хотя средний ток и не превышает 1,6 А, импульсный блок питания должен быть способен кратковременно отдавать в нагрузку ток до 12 А, поэтому емкость оксидных конденсаторов С11, С13 сглаживающих фильтров должна быть не менее 10 000 мкФ.

**О предварительном усилителе для совместной работы с УМЗЧ.**

В качестве предварительного усилителя автор использует электронные регуляторы громкости и тембра, описанные в книге Сухова Н.Е., Батя С. Д., Колосова В. В. и Чупакова А. Г. «Техника высококачественного звуковоспроизведения» (Киев, «Тэхника», 1985). Регулятор громкости выполнен по схеме, изображенной на рис. 2.8, тембра — по схеме на рис. 2.17. В обоих устройствах применены сдвоенные ОУ К157УД2.

**Об относительном уровне шумов УМЗЧ.**

Относительный уровень шумов УМЗЧ, измеренный с взвешивающим фильтром МЭК-А, не превышает — 112 дБ.

**Допускаемое отклонение сопротивления резисторов R37, R40.**

Сопротивление резисторов R37, R40 может быть любым в пределах 0,27...0,39 Ом. Автор применил резисторы С5-16МВ-5 Вт. При отсутствии таковых можно изготовить резисторы из провода с высоким удельным сопротивлением (например, константа) диаметром 0,45...0,5 мм.

**Чем обусловлено применение в источнике питания УМЗЧ двух сетевых трансформаторов?**

Применение двух (для каждого канала УМЗЧ своего) сетевых трансформаторов позволило предотвратить межканальные интермодуляционные искажения на низших частотах, ослабить (за счет взаимной компенсации полей рассеивания) наводки на чувствительные цепи бытовой радиоаппаратуры, расположенной поблизости от УМЗЧ. Кроме того, два относительно небольших трансформатора проще разместить в корпусе усилителя, чем один больших размеров.

Использовать вместо двух трансформаторов один (более мощный) можно, однако это потребует введения в источник питания мощных стабилизаторов напряжения.

**Намоточные данные сетевых трансформаторов.**

Каждый из сетевых трансформаторов намотан на тороидальном магнитопроводе внешним диаметром 116, внутренним 60 и высотой 20 мм из стальной (Э350) ленты толщиной 0,1 мм. Первичная обмотка содержит 2100 витков провода ПЭЛШО 0,47, вторичная — 2x350 витков ПЭЛШО 1,25 (для обеспечения симметрии по напряжению и сопротивлению намотана в два провода; средний вывод получен соединением вывода начала одной половины обмотки с выводом конца другой).

При использовании других магнитопроводов необходимо учесть, что напряжение холостого хода вторичной обмотки должно быть равно 2x35 В, а сопротивление постоянному току — не более 1,2 Ом (допустимое различие сопротивлений половин обмотки — не более 0,01 Ом). Номинальный ток нагрузки — 1,6 А.

**Необходим ли теплоотвод транзистору VT14?**

Да, необходим. На теплоотводе площадью около 6 см² установлены транзисторы VT12 и VT14 (а не VT12 и VT13, как сказано в статье).

**Надо ли подбирать транзисторы для работы в УМЗЧ?**

Нет, не надо. Приведенные в статье характеристики УМЗЧ обеспечены схемотехнически. Единственное требование к транзисторам (как, впрочем, и ко всем другим элементам) — соответствие параметров нормам технических условий.

**Замена транзисторов при пониженном напряжении питания.**

При напряжении питания +30 и —30 В в УМЗЧ можно использовать транзисторы КТ502А (VT1), КТ503А (VT2), КТ502Д (VT4, VT7, VT11), КТ503Д (VT3, VT9, VT10), КТ817В (VT12), КТ814В (VT13), КТ816В (VT14), КТ819ВМ (VT15) и КТ818ВМ (VT16).

**Замена неполярных оксидных конденсаторов в устройстве защиты.**

Каждый из неполярных конденсаторов С1, С2 можно заменить двумя полярными оксидными конденсаторами любого типа емкостью 68...150 мкФ (номинальное напряжение — не менее 15 В). Конденсаторы включают последовательно, соединив друг с другом выводы положительных или отрицательных обкладок. Для создания поляризующего напряжения объединенные выводы конденсаторов через резистор сопротивлением 1 МОм соединяют в первом случае с цепью питания ОУ +13 В (точка а), во втором — с цепью — 13 В (точка б).

**Замена стабилитрона.**

Вместо двуханодного стабилитрона КС213Б можно использовать практически любой одноанодный маломощный стабилитрон с напряжением стабилизации в пределах 11...14 В.

# УМЗЧ С ВЫХОДНЫМ КАСКАДОМ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В журнале «Радио» довольно подробно рассматривались особенности построения выходных каскадов УМЗЧ на полевых транзисторах, подчеркивались их преимущества перед каскадами на биполярных транзисторах [1, 2, 3]. Однако радиолюбители берутся за их изготовление крайне редко. Связано это, на мой взгляд, не только с тем, что радикального снижения искажений во всем диапазоне воспроизводимых усилителем частот можно добиться при использовании в его выходном каскаде комплементарных пар МДП-транзисторов [4], а мощных полевых транзисторов с каналом p-типа наша промышленность пока не выпускает, но и с тем, что доступные для повторения УМЗЧ с выходными каскадами на МДП-транзисторах с каналом n-типа имеют существенные недостатки — необходимость стабилизированного источника питания [1, 2] или недостаточная выходная мощность [3].

В публикуемой ниже статье вниманию читателей предлагается описание УМЗЧ, в котором эти недостатки отсутствуют.

**Основные технические характеристики**

| | |
|---|---|
| Номинальная (максимальная) выходная мощность на нагрузке сопротивлением 4 Ом, Вт | 45(65) |
| Коэффициент гармоник, %, не более, в диапазоне частот, Гц: | |
| 20...5000 | 0,003 |
| 5000...20 000 | 0,01 |
| Номинальное входное напряжение, мВ | 775 |
| Номинальный диапазон частот, Гц, при неравномерности АЧХ не более 0,25 дБ | 20...100 000 |
| Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее | 60 |
| Отношение сигнал/шум, дБ | 100 |

Принципиальная схема УМЗЧ показана на рис. 1. Входной каскад выполнен на ОУ DA1. Для увеличения амплитуды выходного напряжения применено управление выходными транзисторами УМЗЧ по цепям питания ОУ [5]. Выходной сигнал снимается с положительного вывода питания DA1 и через включенный по схеме с ОБ транзистор VT1 подается на один из входов дифференциального каскада на транзисторах VT2, VT4. На второй его вход поступает стабилизированное напряжение с делителя, образованного диодами VD2 — VD5 и резистором R13.

В эмиттерные цепи транзисторов дифференциального каскада включен источник тока на транзисторе VT3, а их коллекторные токи управляют выходными полевыми транзисторами VT5, VT6. В отличие от усилителей [1, 2], в которых местной ООС охвачен только выходной каскад, в данном УМЗЧ ею охвачена целая группа каскадов. Напряжение ООС снимается с выхода усилителя и через делитель R6R7 подается в цепь эмиттера выходного транзистора ОУ (вывод 6). Устойчивость охваченных петлей ООС каскадов обеспечивается благодаря тому, что все они, за исключением выходного, почти не усиливают ток (выходной каскад ОУ по отношению к сигналу ООС включен по схеме с ОБ, транзистор VT1 также включен по схеме с ОБ, коэффициент же передачи тока дифференциального каскада не превышает трех, поскольку он охвачен местной ООС, и его вход шунтирован резистором R3 сопротивлением всего 300 Ом), а полюса их АЧХ лежат на частотах, по крайней мере, в сто раз превышающих частоту полюса АЧХ выходного каскада.

Сочетание ООС, охватывающей группу каскадов, с местной ООС не только уменьшает возникающие в них искажения, но и позволяет использовать в качестве нагрузки дифференциального каскада резисторы, а не источники тока (конечно, при условии применения полевых транзисторов с пороговым напряжением не менее 3 В). Усилитель охвачен, кроме того, цепью общей ООС (R2, R4). Минимальная ее глубина (на частоте 20 кГц) составляет 40 дБ, максимальная (на низших звуковых частотах) превышает 73 дБ. Частотная коррекция по цепи общей ООС обеспечивается ОУ при замкнутых выводах 1 и 8, а коррекция по опережению — цепью R4C2, компенсирующей полюс АЧХ УМЗЧ, возникающий из-за влияния входной емкости каскада на полевых транзисторах.

Цепочка VD1, HL1, HL2 выполняет двойную функцию: индицирует перегрузку усилителя и уменьшает возникающие при этом искажения сигнала.

Описываемый усилитель не требует принятия каких-либо специальных мер для защиты выходных транзисторов от коротких замыканий в нагрузке, поскольку максимальное напряжение между истоком и затвором только в два раза превышает это же напряжение в режиме покоя и соответствует току через выходной транзистор примерно 9 А. А такой ток примененные транзисторы надежно выдерживают в течение того времени, которое необходимо для перегорания предохранителей и отключения УМЗЧ от источника питания.

Термостабилизация тока покоя выходных транзисторов обеспечивается за счет тепловой связи (размещения на одном теплоотводе) транзисторов VT3 и VT5. При повышении температуры крутизна

Рис. 1

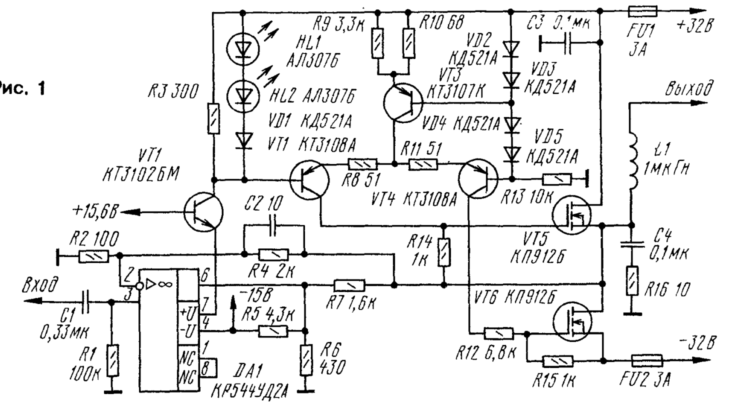
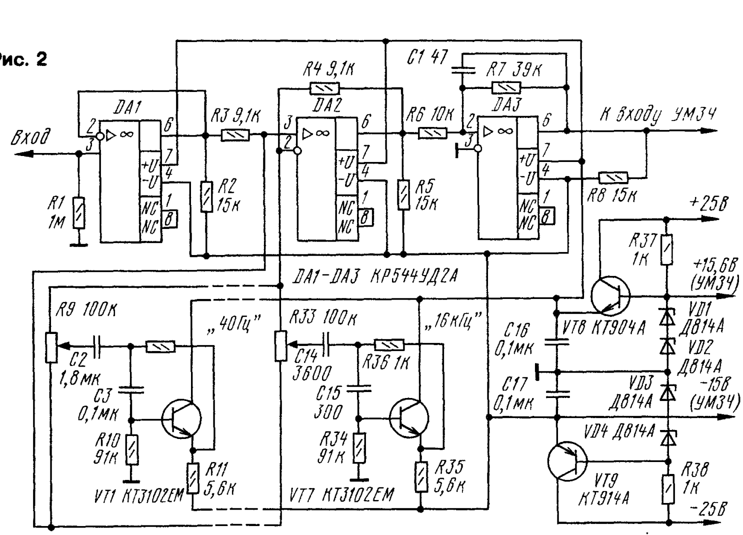



Рис. 2



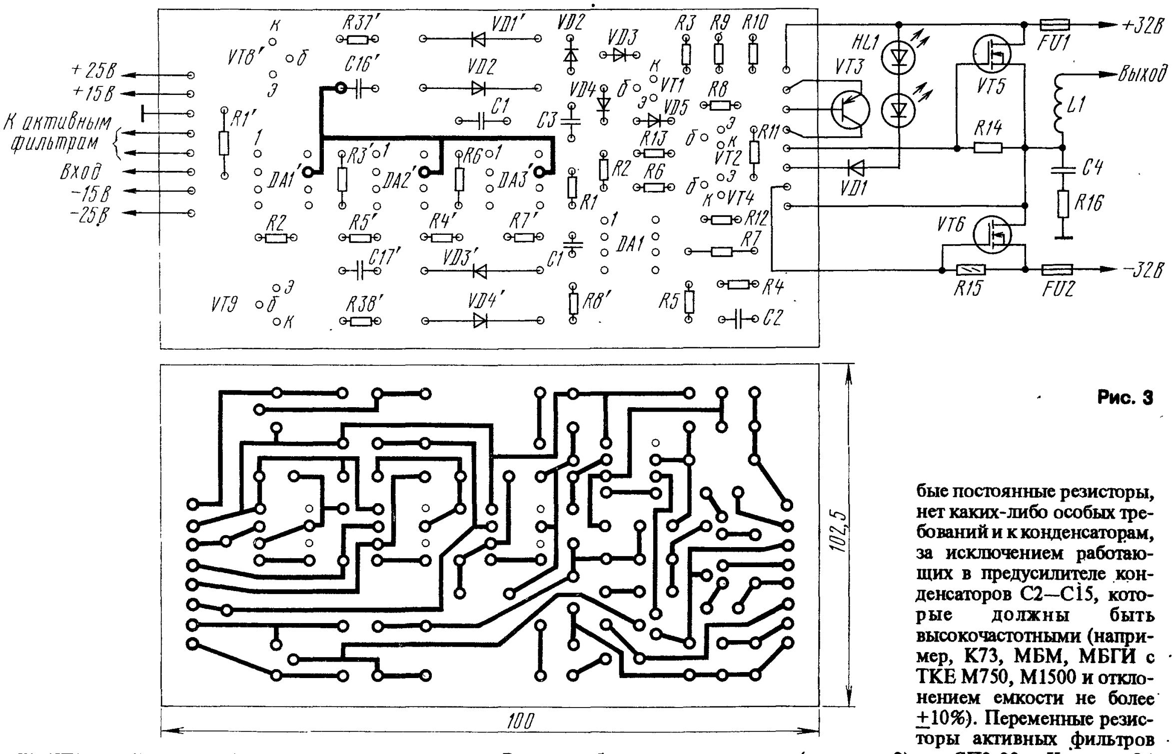



Рис. 3

характеристики и ток стока полевых транзисторов уменьшаются. Ток же транзисторов дифференциального каскада увеличивается и компенсирует эту нестабильность. Причем относительное изменение тока дифференциального каскада при изменении температуры транзистора VT3 зависит от напряжения на его эмиттере или базе. Таким образом, подбирая число и тип диодов VD2, VD3, включенных между базой этого транзистора и плюсом источника питания, можно добиться того, что ток покоя выходных транзисторов практически не будет зависеть от их температуры.

В качестве предусилителя УМЗЧ использован усилитель с многополосным регулятором тембра, собранный по схеме, показанной на рис. 2. Такие устройства неоднократно описывались в литературе [6, 7]. ОУ DA1 является повторителем напряжения, согласующим регулятор громкости входным сопротивлением второго каскада усилителя на ОУ DA2, выполняющего функции собственно регулятора тембра. Активные фильтры регулятора настроены на 40, 100, 300, 1000 Гц и 3, 7,5 16 кГц. На схеме показаны фильтры на 40 Гц и 16 кГц. Емкости конденсаторов C4—C13 пяти остальных фильтров равны соответственно 1 и 0,027 мкФ; 0,33 и 0,01 мкФ; 01 мкФ и 2700 пФ; 0,027 мкФ и 1200 пФ; 9100 и 560 пФ. На ОУ DA3 собран усилитель напряжения, повышающий уровень входного сигнала 200 мВ до уровня входного напряжения УМЗЧ 775 мВ.

Повышать напряжение в каскаде на ОУ DA1 не рекомендуется, так как это вызовет увеличение искажений, возникающих в активных фильтрах. Коэффициент гармоник регулятора тембра может достичь и даже превысить величину коэффициента гармоник УМЗЧ, что, конечно же, нежелательно. В случае большего входного напряжения регулятора тембра в активных фильтрах нужно использовать не простые эмиттерные повторители, а повторители напряжения с меньшими искажениями, например, на ОУ или на двух транзисторах разной структуры!

Конденсатор C1 ограничивает уровень ультразвуковых составляющих сигнала, поступающего на вход УМЗЧ. Единственная особенность включения ОУ в этом усилителе — это шунтирование (с целью уменьшения искажений) транзисторов их выходных каскадов резисторами R2, R5, R8.

Питается предусилитель от двуполярного параметрического стабилизатора напряжения на транзисторах VT8, VT9. На стабилизатор напряжение питания подается от общего с УМЗЧ источника через уменьшающие амплитуду пульсаций однозвенные RC-фильтры (на схеме не показаны).

Предусилитель и УМЗЧ смонтированы на общей печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 100x102,5 мм. На рис. 3 показана половина платы, на которой собран один канал стереофонического усилителя (детали предусилителя помечены штрихами). Вторая половина полностью ей идентична. Активные фильтры смонтированы на отдельной плате. Выходные транзисторы установлены на теплоотводах с площадью охлаждающей поверхности 400 см$^2$.

К теплоотводу транзистора VT5 приклеен транзистор VT3. Резисторы R14 и R15 припаяны непосредственно к выводам транзисторов VT5 и VT6. Светодиоды HL1, HL2 размещены на лицевой панели усилителя, фильтр R16C4L1 — у выходного разъема УМЗЧ.

В усилителе можно использовать любые постоянные резисторы, нет каких-либо особых требований и к конденсаторам, за исключением работающих в предусилителе конденсаторов C2—C15, которые должны быть высокочастотными (например, К73, МБМ, МБГИ с ТКЕ М750, М1500 и отклонением емкости не более ±10%). Переменные резисторы активных фильтров (см. рис. 2) — СП3-23е. Катушка L1 намотана в один слой на тороидальном каркасе с наружным диаметром 20, внутренним 10 и высотой 10 мм и содержит 28 витков провода ПЭВ-2 1,0.

В предусилителе, кроме указанных на схеме, можно применить и другие универсальные ОУ. Не рекомендуется только использовать ОУ с малой скоростью нарастания выходного напряжения, такие как К140УД2 и К140УД9. Транзисторы активных фильтров КТ3102ЕМ можно заменить КТ3102Г, КТ342В.

В УМЗЧ желательно использовать ОУ КР544УД2А, как самый широкополосный отечественный ОУ с внутренней частотной коррекцией. Транзисторы КТ3108А заменимы КТ313А, КТ313Б, а КП912Б — КП912А и КП913, КП920А.

Налаживание УМЗЧ сводится к установке тока покоя транзисторов выходного каскада в пределах 200... 300 мА подбором резисторов R9 и R10. Высокой его термостабильности можно добиться, как указывалось выше, изменением напряжения на базе транзистора VT3 подбором числа и типа диодов VD2, VD3

**А. ИВАНОВ**

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Ильин В., Яцковский Р.** Полевые транзисторы в выходном каскаде усилителя мощности. — Радио, 1983, № 2, с. 54, 55.

2. **Борисов С.** МДП-транзисторы в усилителях НЧ.— Радио, 1983, № 11, с. 36—39.

3. **Н.Якименко.** Полевые транзисторы в мостовом УМЗЧ. — Радио, 1986, № 9, с. 38, 39.

4. **Дмитриев Н., Феофилактов Н.** Схемотехника усилителей мощности ЕЧ. — Радио, 1985, № 6, с. 25—28.

5. **Дмитриев Н., Феофилактов Н.** ОУ в усилителях мощности. — Радио, 1986, № 8, с.42—46.

6. **Зыков Н.** Многополосные регуляторы тембра. — Радио, 1978, № 5, с. 40—41.

7. **Лексины Виктор и Валентин.** Многополосный с аналогами LC-фильтров. — Радио, 1979, № 10, с. 26,27.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Об использовании транзисторов КП904.**

Транзисторы КП904 имеют нулевое пороговое напряжение и малую крутизну (не более 0,5 А/В), поэтому использовать их в данном усилителе в качестве выходных нельзя. В случае их применения в качестве нагрузки предвыходного дифференциального каскада необходим источник тока с напряжением насыщения около 0,5 В (т.е. не резисторы). Но следует учесть, что при этом уменьшится выходная мощность усилителя, возрастут искажения и потребуется значительная переработка схемы. Транзисторы КП912 имеют оптимальное для данного усилителя соотношение порогового напряжения (примерно 4 В) и крутизны (около 2 А/В).

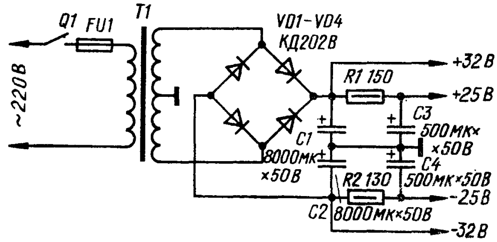



Рис. 4

**О блоке питания.**

Схема блока питания УМЗЧ и предварительного усилителя (стереофонический вариант) приведена на рис. 4.

**Почему резисторы R9 и R10 включены параллельно?**

Это вызвано необходимостью точного подбора сопротивления резистора, включенного в цепь эмиттера транзистора VT3, так как оно сильно влияет на ток покоя выходных транзисторов. Применение здесь подстроечного резистора нежелательно (это снизит надежность работы усилителя).

**Для чего нужны гнезда ± 15 В на плате усилителя?**

Гнезда предназначены для подачи напряжения питания на плату активных фильтров.

# УМЗЧ С ГЛУБОКОЙ ООС

Известно, что отрицательная обратная связь (ООС) не только линеаризует процесс усиления звукового сигнала, но и обеспечивает его функциональную стабильность и демпфирование реактивной составляющей нагрузки. Эффективность ООС зависит от ее глубины, т.е. внутрипетлевого усиления, минимизации пока еще неизбежного покаскадного запаздывания усиливаемого сигнала, устранения паразитных связей. Для выполнения этих условий недостаточно одного лишь применения высокочастотных транзисторов и быстродействующих ОУ, важно под контролем основной линеаризирующей функции ООС рационализировать само построение УМЗЧ.

Как показали публикации в журнале «Радио», многие конструкторы связывают с применением глубокой ООС склонность УМЗЧ к самовозбуждению, появление динамических интермодуляционных искажений и пропагандируют необходимость ограничения глубины ООС в пределах воспроизводимого диапазона частот [1, 2, 3]. В то же время мало внимания уделяется контролю очевидных отличий выходного и входного сигналов УМЗЧ, а также оценке частотной зависимости коэффициента внутрипетлевого усиления. А именно эти, легко контролируемые показатели, позволяют установить истинные причины искажений усиления и выбрать технические решения, позволяющие их устранить.

Увлечение ограничением глубины ООС без принятия мер по повышению устойчивости УМЗЧ приводят к запаздыванию действия ООС на высших звуковых частотах, а стало быть к появлению динамических интермодуляционных искажений. Недооценка же способности глубокой ООС устранять искажения типа «ступенька» заставляет некоторых конструкторов встать на путь рассуждений по поводу так называемых коммутационных искажений и рекомендаций использования режима усиления с большим током покоя [4]. С моей точки зрения, несмотря на весьма разноречивые оценки ООС, построить высококачественный усилитель без глубокой ООС во всем диапазоне воспроизводимых звуковых частот весьма затруднительно. Сделать такой вывод позволил мне не только собственный опыт конструирования, но и многолетний анализ результатов объективного контроля параметров многих УМЗЧ, экспонировавшихся на трех Всесоюзных радиолюбительских выставках, а также присылаемых в журнал «Радио». Во всех случаях контроль вносимых усилителями искажений производился с применением метода селекции сигнала искажений и помех путем прямого вычитания входного напряжения проверяемого УМЗЧ из выходного [5]. Обеспечиваемая этим методом возможность объективного и, главное оперативного контроля качества усиления УМЗЧ реальных звуковых сигналов позволяет построить высококачественный усилитель, преодолев боязнь глубокой ООС и так называемого транзисторного звучания.

При выборе принципиальной схемы, предлагаемого вниманию читателей УМЗЧ с глубокой ООС, были испытаны несколько вариантов усилителей с использованием так называемого «токового зеркала». Однако широко разрекламированные преимущества их не оправдали потребовавшихся для их реализации материальных затрат. Много надежд возлагалось на более простые усилители с двумя дифференциальными каскадами. Однако они обнаружили трудно устранимую склонность к самовозбуждению вследствие асимметрии цепей согласования предоконечного и оконечного усилителей. Испытывались и гибридные УМЗЧ с различными способами согласования и питания ОУ.

В результате проведенных экспериментов выбор был остановлен на УМЗЧ, схема которого приведена на рис. 1. Усилитель прост по схеме и обеспечивает довольно хорошие параметры, прежде всего, за счет введения глубокой ООС. Особо следует отметить его высокую линейность на высших звуковых частотах, низкий уровень тока покоя, возможность работы без специального устройства защиты громкоговорителя от постоянной составляющей тока, сохранение работоспособности при снижении напряжения питания. Номинальная выходная мощность УМЗЧ на нагрузке 8 Ом — 16 Вт; на нагрузке 4 Ом — 24 Вт; диапазон воспроизводимых частот — 20...20 000 Гц; коэффициент гармоник, измеренный селектором дефект-сигнала, на частоте 1 кГц — 0,005%, на частоте 20 кГц — 0,008% при максимальном уровне выходного сигнала.

Предоконечный усилитель УМЗЧ — двухкаскадный с высокоомным инвертирующим входом. Неинвертирующий вход служит для балансировки напряжения питания, источник которого не имеет гальванической связи с общим проводом. Транзисторы VT1, VT2 первого каскада предоконечного усилителя включены по схеме составного эмиттерного повторителя. База транзистора VT3, заблокированная емкостью конденсатора С3, подключена к резистивной цепи R6R7R8. Работающий во втором каскаде транзистор VT4 включен по схеме с ОЭ. Совместно с источником тока на транзисторах VT5, VT6 он обеспечивает более линейное усиление максимальных уровней звукового сигнала. Источник тока выполняет также функции стабилизатора токового режима предоконечного усилителя. Диф-

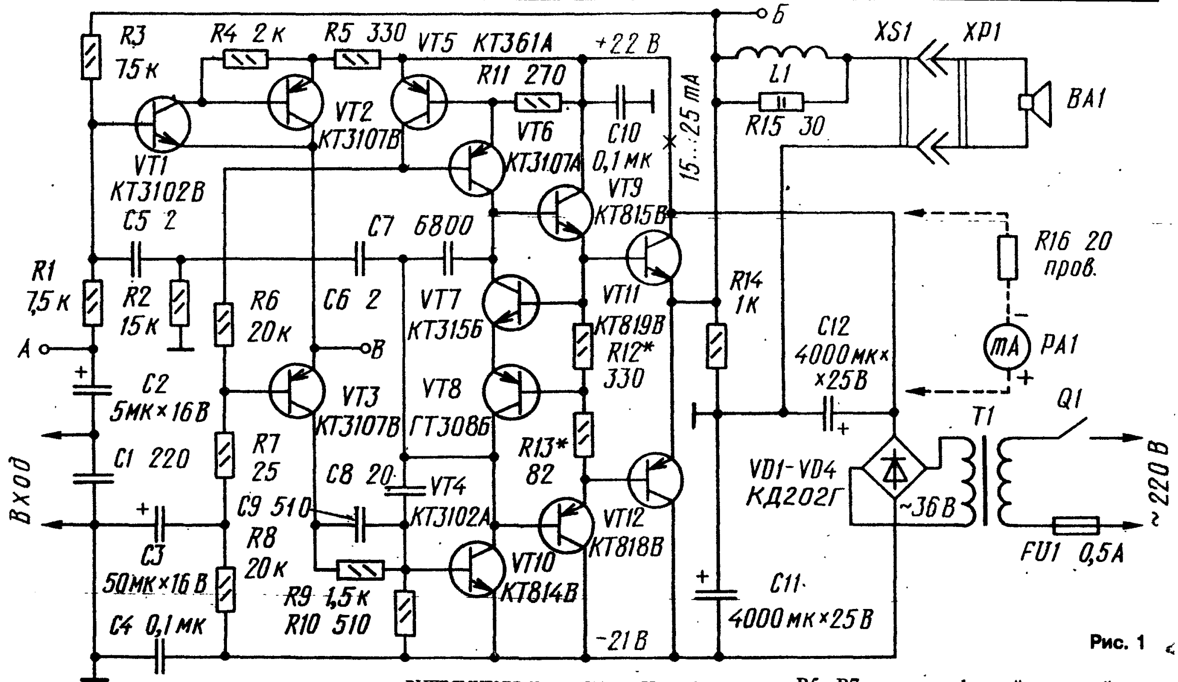



Рис. 1

ференцирующая цепочка C5R2C6, включенная между входной и выходной цепями усилителя, предотвращает его самовозбуждение и с помощью конденсатора C8 позволяет сместить частотный срез АЧХ за пределы воспроизводимого диапазона звуковых частот.

Оконечный каскад усилителя построен на комплементарных парах транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором. Для стабилизации токового режима и демпфирования коммутационных процессов на входе оконечного усилителя УМЗЧ включен транзисторный шунт VT7, VT8, управляемый напряжением на базах транзисторов выходного каскада VT11, VT12. Такой способ стабилизации [6] обеспечивает работоспособность УМЗЧ при трехкратном снижении напряжения его питания. Питается УМЗЧ от автономного выпрямителя, подключенного к отдельной обмотке сетевого трансформатора.

Все детали усилителя и выпрямителя смонтированы на двух пластинах из стеклотекстолита, между которыми зажаты теплоотводы выходных транзисторов VT11, VT12 и оксидные конденсаторы C11, C12. На одной из пластин размещены диоды выпрямителя и транзисторы оконечного усилителя, а на другой — все элементы предоконечного усилителя. Монтаж навесной. Катушка L1 намотана на резисторе R15 и содержит 30 витков провода ПЭЛ 0,8.

Предложенный вариант конструкции УМЗЧ позволяет ослабить взаимное влияние его цепей друг на друга и делает удобным его размещение в стереокомплексе или активной АС.

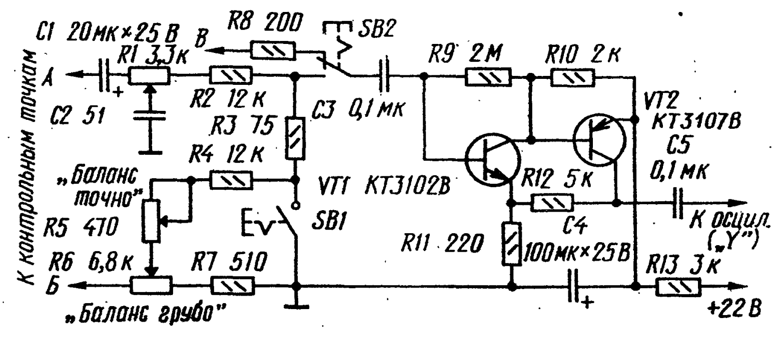
Налаживание УМЗЧ сводилось к установке (с помощью резистора R12 и R13) тока покоя в пределах 15...25 мА. Первая проверка работоспособности УМЗЧ производилась, как обычно, при подключении в разрыв цепи питания ограничительного резистора R16 и миллиамперметра PA1.

Для контроля искажений УМЗЧ использовался компенсационный селектор с предусилителем дефект-сигнала, схема которого приведена на рис. 2. Причем контролировался не только синусоидальный сигнал, но и реальный звуковой сигнал во время работы УМЗЧ с АС. Сам селектор представляет собой резистивную цепь R1—R4, на которую через конденсатор C1 подается входной сигнал УМЗЧ (с контрольной точки А), а через делитель R5—R7 — противофазный выходной сигнал (с контрольной точки Б). Далее сигналы балансируют регулировочными резисторами R6 и R5 и добиваются компенсации запаздывания выходного сигнала конденсатором C2. С выхода селектора (точка соединения выводов резисторов R2, R3) обработанный разностный сигнал (так называемый дефект-сигнал) через конденсатор C3 поступает на предусилитель на транзисторах VT1, VT2 и далее на осциллограф или милливольтметр. Для оценки величины дефект-сигнала использовалась масштабная калибровка экрана осциллографа или шкалы миллиамперметра. Для этого нажатием на кнопку SB1 величина подаваемого на предусилитель напряжения снижалась до 0,005 входного сигнала УМЗЧ и в дальнейшем с ним сравнивалась величина дефект-сигнала. Более подробно методика работы с селектором описана в [5]. Для оценки глубины ООС на 1000 и 20 000 Гц с помощью переключателя SB2 предусилитель следует подключить к контрольной точке В УМЗЧ и подать на вход последнего синусоидальные сигналы соответствующих частот.

Селектор смонтирован на стеклотекстолитовой пластине, закрепляемой на время испытаний УМЗЧ вблизи его контрольных точек.

**И. АКУЛИНИЧЕВ**

Рис. 2




ЛИТЕРАТУРА


1. **Солнцев Ю.** Высококачественный усилитель мощности. — Радио, 1984, № 5, с. 29—34.
2. **Солнцев Ю.** Какой же $К_г$ допустим? — Радио, 1985, № 2, с. 26—28.
3. **Костин В.** Психоакустические критерии качества звучания и выбор параметров УМЗЧ. — Радио, 1987, № 12, С. 40—43.
4. **Ломакин А., Паршин Б.** Коммутационные искажения в усилителях мощности ЗЧ. — Радио, 1987, № 9, с. 34—37.
5. **Акуличев И.** Селекция сигнала искажений. — Радио, 1983, № 10, с. 42—44.
6. **Акуличев И.** Качество звучания при малых уровнях громкости. — Радио, 1979, № 4, с. 26, 27.

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Номинальное входное напряжение и входное сопротивление усилителя.**

Номинальное входное напряжение УМЗЧ — около 1 В, входное сопротивление — примерно 7,5 кОм.

**Нет ли ошибки в номинале резистора R7 (рис. 1 в статье)?**

Сопротивление резистора R7 указано правильно (25 Ом).

**Нужно ли подбирать транзисторы по каким-либо параметрам для работы в УМЗЧ?**

Нет, не нужно; достаточно, если параметры транзисторов соответствуют нормам ТУ.

**На какой ток должна быть рассчитана понижающая обмотка сетевого трансформатора Т1?**

Максимальный ток, потребляемый от понижающей обмотки, — около 2,5 А.

**О контроле тока покоя оконечного каскада.**

Миллиамперметр, измеряющий ток покоя оконечного каскада (VT11, VT12), следует включить в коллекторную цепь транзистора VT11, т.е. ниже (по схеме) точки подключения провода, идущего от плюсового вывода выпрямителя VD1—VD4 и конденсатора С12, или в цепь коллектора транзистора VT12.

**О повышении выходной мощности УМЗЧ на нагрузке сопротивлением 8 Ом.**

Повысить выходную мощность на указанной нагрузке можно увеличением напряжения питания УМЗЧ. Например, чтобы довести номинальную выходную мощность до 30...32 Вт, необходимо повысить напряжения питания примерно до +28 и —28 В.

**О печатной плате.**

Чертеж возможного варианта печатной платы (см. рисунок) предлагает читатель П.Сазонов из г.Красный Лиман Донецкой

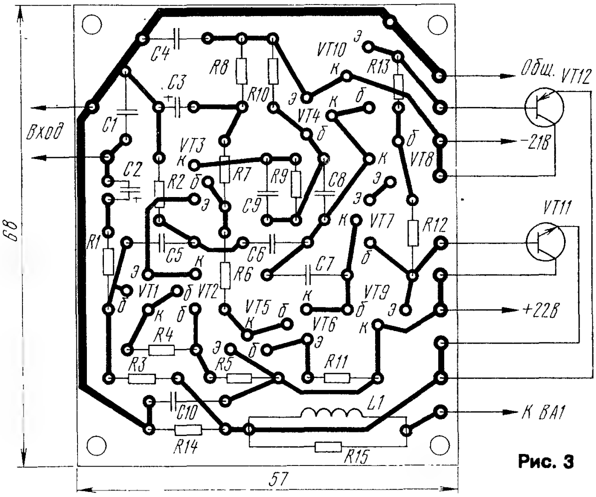



Рис. 3

обл. На ней размещены все детали, кроме транзисторов оконечного каскада (VT11, VT12) и элементов выпрямителя (VD1—VD4, C11, C12). Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов КМ, КД, КТ, КЛС, К50-6.

Как сообщил П.Сазонов, им изготовлен стереофонический вариант УМЗЧ. При испытаниях с нагрузкой сопротивлением 4 Ом при выходной мощности более 5 Вт усилитель самовозбуждался на высокой частоте (на одной из полуволн сигнала наблюдалась «размытость»). Самовозбуждение удалось устранить включением между коллектором и базой транзистора VT3 керамического конденсатора емкостью 300...500 пФ (его можно установить со стороны печатных проводников). Качество звучания налаженного УМЗЧ, по словам П.Сазонова, отличное.

# АКУСТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С РАСШИРЕННЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Важнейший показатель качества акустических систем (АС) — их способность воспроизводить без искажений весь динамический диапазон реальных музыкальных сигналов. Количественная его оценка — максимальный уровень развиваемого АС звукового давления [1]:

max SPL = S + 10 $\lg P/P_0$ (S — характеристическая чувствительность, дБ/Вт/м; P — кратковременная (музыкальная) мощность, Вт; $P_0$ — 1 Вт).

У широко распространенной АС 35АС-012 значение указанного параметра достигает 105, а у 100АС-003 — 109 дБ, при одинаковой характеристической чувствительности — 86 дБ/Вт/м. Для высококачественных зарубежных АС эта величина не менее 107...109 дБ [2].

Известно, что эмоциональное воздействие музыки, звучащей в концертных залах, много сильнее, чем той же музыкальной программы, воспроизведенной бытовой АС в домашних условиях. По нашему мнению, это связано, прежде всего, с тем, что динамический диапазон и максимальный уровень звукового давления, обеспечиваемый бытовыми АС, заметно хуже, чем аналогичные показатели музыкальных инструментов, звучащих в концертных залах.

Существующие рекомендации по выбору мощности электроакустических устройств [3,4] не позволяют получить динамический диапазон, требуемый для высококачественного звуковоспроизведения. Так пиковые уровни звукового давления $L_п$, создаваемого в первых рядах концертного зала такими источниками естественного звучания, как рояль и оркестр из 18 музыкантов, равны соответственно 103 и 112 дБ [2]. АС, способная создать уровень звукового давления в диффузном поле $L_д = L_п$, должна обладать акустической мощностью $P_а = 4V\,10^{(0.1L_д-14)}/T$ [5] (V — объем помещения м$^3$, T — время реверберации, с). А это значит, что при воспроизведении звучания названных выше музыкальных источников в помещениях объемом 50 и 100 м$^3$ акустическая мощность составит соответственно в первом случае 0,073 и 0,577 Вт, а во втором — 0,114 и 0,905 Вт.

Поскольку коэффициент полезного действия современных АС не превышает 0,2%, для создания указанных значений акустической мощности к АС следует подвести электрическую мощность опять же соответственно 37 и 288 Вт и 57 и 452 Вт. Отсюда следует однозначный вывод — наиболее распространенные бытовые АС (35АС-012 и т.п.) не способны обеспечить пиковые уровни звукового давления даже скромного по составу оркестра, вследствие этого и динамический диапазон, поскольку предельно допустимые уровни шума 30...45 дБ в жилых комнатах и концертных залах совпадают. В результате приходится либо мириться с ограничением пиков, сопровождающимся характерными нелинейными и динамическими искажениями, либо снижать средний уровень громкости, что из-за особенностей слуха также нарушает субъективное восприятие реальной музыкальной программы.

Из сказанного следует, что для обеспечения высокой верности воспроизведения необходимо использовать АС с расширенным динамическим диапазоном. В настоящее время желательность развиваемого АС максимального уровня звукового давления 108...109 дБ/Вт/м является технически и экономически оправданной. Для его достижения на базе головок с характеристической чувствительностью 86 дБ/Вт/м необходимо создание АС с кратковременной мощностью порядка 300 Вт.

Более дешевым и простым путем реализации этого требования было бы ис-

пользование головок с характеристической чувствительностью 92...94 дБ/Вт/м, что и делается за рубежом, но у нас такие головки практически не выпускаются.

Необходимо подчеркнуть, что столь высокие уровни мощности АС и соответственно усилителей ЗЧ необходимы не для увеличения среднего уровня громкости, а для обеспечения неискаженного воспроизведения пиков записанных программ. Ссылки некоторых противников мощных АС и УМЗЧ на санитарные нормы [4], ограничивающие из-за возникновения болевых ощущений уровень звукового давления значением 100 дБ, некорректны, ибо они относятся к шуму, а не к музыке. Воздействие же музыкального сигнала принципиально отличается от воздействия шума из-за интегрального свойства слуха. В музыкальных программах пики звукового давления 104...109 дБ болевых ощущений не вызывают.

Наш опыт длительной эксплуатации в жилой комнате объемом 100 м³ АС с высоким средним звуковым давлением 0,45 Па при подводимой мощности до 2 x x (100...120) Вт свидетельствует, что никаких болевых ощущений у кого-либо из слушателей не наблюдалось. Вместе с тем все они без исключения и, особенно люди с профессионально развитым слухом отмечали высокую верность звучания, в первую очередь, за счет верной передачи динамического диапазона музыкальных программ.

Зарубежный опыт конструирования высококачественных электроакустических устройств показывает, что предназначенные для них бытовые усилители имеют выходную мощность от 2 x 100 до 2 x 200 Вт и более, что хорошо согласуется с приведенным выше расчетом. У нас также наблюдается устойчивая тенденция к росту мощности высококачественных усилителей: от 2 x 25 Вт («Одиссей-001-стерео» — 70-е годы) до 2 x 100 Вт («Форум-стерео», Корвет-УМ-048-стерео» — конец 80-х). Причем для «Корвета-УМ-048-стерео» завод рекомендует использовать АС с паспортной мощностью не менее 100 Вт на канал.

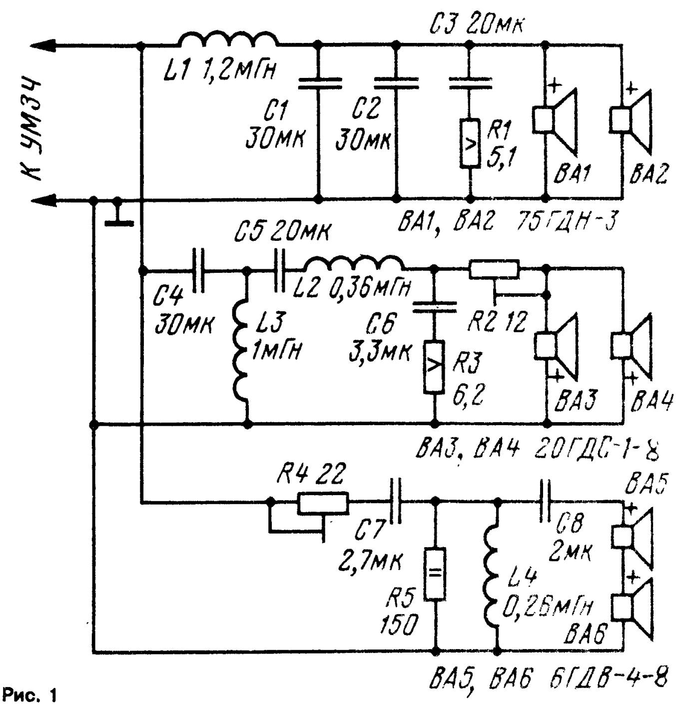



Рис. 1

С учетом приведенных выше соображений нами была сконструирована АС с паспортной мощностью 150 Вт. Номинальная ее мощность — 75 Вт; диапазон воспроизводимых частот при неравномерности АЧХ ±2 дБ — 25...20 000 Гц; характеристическая чувствительность — 89 дБ/Вт/м; суммарный коэффициент гармоник — 1,6%.

Принципиальная схема АС представлена на рис. 1.

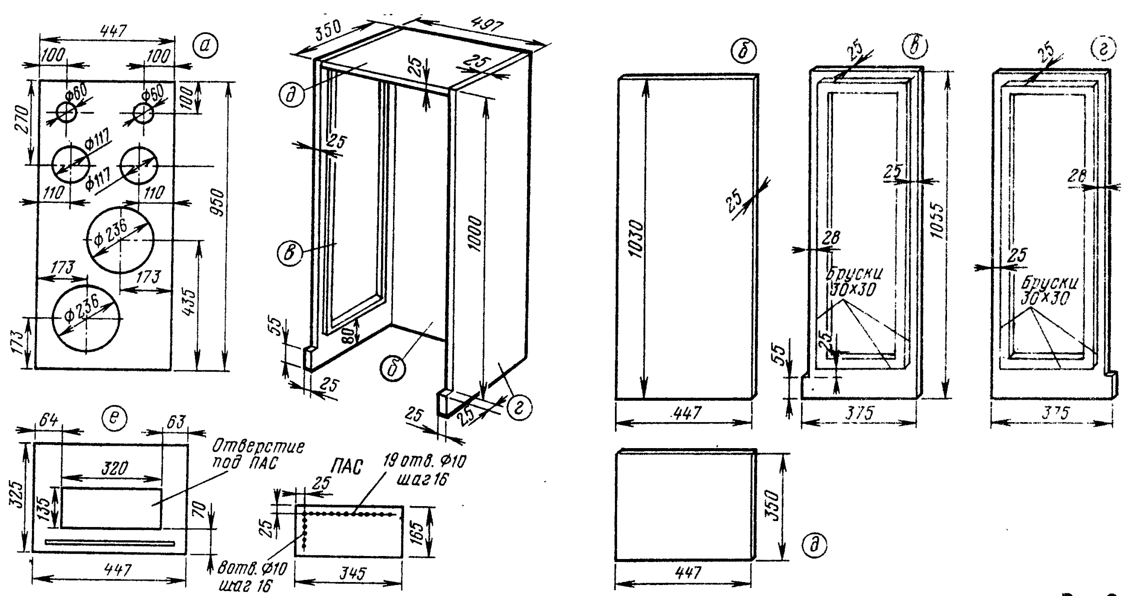



Рис. 2

В качестве НЧ излучателей выбраны две головки 75ГДН-3. Для согласования АС с усилителем сопротивление каждой из параллельно включенных головок должно быть 8 Ом. Функции СЧ излучателей выполняют две головки 20ГДС-1-4.

Эти головки выпускаются с активным сопротивлением 4 и 8 Ом [3]. Для нашей АС более предпочтительными с позиций согласования отдачи НЧ и СЧ звеньев были бы две последовательно соединенные четырехомные головки. Однако поскольку их нет в широкой продаже, нами были выбраны параллельно включенные восьмиомные головки с последовательным резистором в схеме разделительного фильтра для выравнивая отдачи относительно НЧ звена.

В ВЧ звене работают две головки 6ГДВ-4-8, включенные последовательно. Они эффективно воспроизводят высшие звуковые частоты, начиная с 3000...3500 Гц, что упрощает их согласование с СЧ излучателями.

В [6,7] показано, что наиболее эффективное демпфирование и снижение искажений излучателей НЧ достигается при охвате комплекса АС-УМЗЧ электромеханической обратной связью (ЭМОС). В связи с этим параметры разделительных фильтров АС (см. рис. 1) выбирались не только из соображений надлежащего выделения полос, но и с учетом их влияния на действие ЭМОС (емкости конденсаторов С1+С3, включение резистора R1). Дополнительно снизить искажения позволяют сдвоенные НЧ излучатели [8]. Такой способ можно рекомендовать как усовершенствование предложенной конструкции АС, особенно если введение ЭМОС затруднено.

Корпус АС (рис. 2) изготовлен из древесно-стружечной плиты толщиной 18 мм, на которую наклеен с наружной стороны слой фанеры толщиной 5...6 мм. Передняя панель а и задняя стенка б — съемные и крепятся к вертикальным брускам, закрепленным по периметру боковых стенок в и г корпуса с помощью шурупов. К горизонтальным брускам крепят крышку д и дно е корпуса. Передняя панель АС изготовлена из склеенных друг с другом столярным, казеиновым либо эпоксидным клеем трех слоев фанеры толщиной 9 мм. Все головки установлены с наружной стороны панели, под их фланцы стамеской выбраны необходимые углубления. На установочные места нанесены слои пластилина, после чего головки закреплены шурупами.

На внутренней стороне задней стенки размещены платы с элементами разделительных фильтров, разъем для подключения АС к усилителю, а также согласующие резисторы R2 и R4, движки которых выведены под шлиц на наружную сторону.

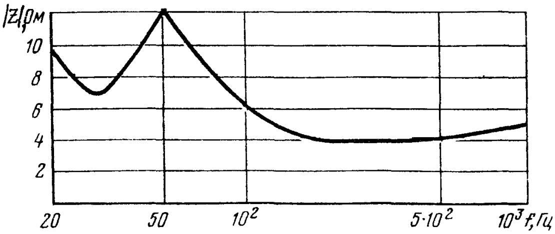



Рис.3

Катушки фильтров намотаны на каркасах из изоляционного материала. Диаметр каркаса катушки L1 — 50, а остальных — 18 мм, длина намотки — соответственно 27,5 и 25 мм. Катушка L1 содержит 140 витков провода ПЭВ-2 1,71; L2 — 176, а L4 — 145 витков провода ПЭВ-2 1,0. Катушка L3 состоит из 295 витков провода ПЭВ-2 0,64. Конденсаторы разделительных фильтров МБГО-2 и К42-11 (можно и К73-11). В описываемой АС предусмотренно акустическое демпфирование НЧ и СЧ излучателей. Для демпфирования НЧ излучателей применена панель акустического сопротивления (ПАС), установленная в фазоинверторе. Туннель образован П-образной подставкой под АС и полом. ПАС изготавливают из фанеры, гетинакса или пластмассы толщиной 10 мм (рис. 2). Одну из поверхностей панели смазывают клеем «Момент» и с натяжением приклеивают к ней ткань (подойдет неоднократно стиранный батист или упаковочная ткань). ПАС крепят снаружи ко дну ящика шурупами тканью вовнутрь. Головки СЧ звена демпфированы в соответствии с рекомендациями [7,9]. На рис. 3 представлена характеристика АС по модулю полного сопротивления для оптимального типа ткани.

Все внутренние поверхности ящика, за исключением передней панели и окна под ПАС в основании АС, оклеены звукопоглощающим материалом (войлоком, поролоном) толщиной 15...18 мм. СЧ головки изолированы от общего объема АС боксами из фанеры толщиной 6...8 мм. Для этой цели подойдут и алюминиевые миски с вырезанными в них отверстиями под магнитную систему. Щель между магнитной системой и краями отверстия нужно замазать пластилином. В том и другом случае бокс заполняется неплотно уложенной ватой.

Переднюю панель закрывают деревянной рамкой, с натянутой на нее легкой (звукопроницаемой) тканью темных тонов. Рамка изготовлена из брусков сечением 20x25x31 мм. Наружные ее размеры — 999x496 мм. По углам к ней прикреплены четыре штифта диаметром 4 и длиной 22 мм, которые входят в подпружиненные гнезда на передней панели корпуса АС (на рисунке не показаны).

**И. БЕСПАЛОВ,**
**А. ПИКЕРСГИЛЬ**

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алдошина И.** Мощности акустических систем и громкоговорителей. — Радио, 1986, № 3, с. 39—40.
2. **Алдошина И., Войшвилло А.** Высококачественные акустические системы и излучатели. — М.: Радио и связь, 1985, с. 168.
3. **Терещук Р., Терещук К., Седов С.** Полупроводниковые приемоусилительные устройства. — Справочник радиолюбителя.: Киев, Наукова думка, 1987.
4. **Сухов Н., Бать С. и др.** Техника высококачественного звуковоспроизведения. — Киев: Техника, 1985.
5. **Анерт В., Райнхардт В.** Основы техники звукоусиления. — М.: Радио и связь, 1984.
6. **Митрофанов Ю., Пикерсгиль А.** Акустические системы с электромеханической обратной связью. — Радио, 1970, № 5, с. 25, 26.
7. **Жбанов В.** О демпфировании динамических головок. — Радио, 1987, № 4, с. 31—34.
8. **Жбанов В.** Пути уменьшения габаритов акустических систем. — Радио, 1987, № 2, с. 29—31.
9. **Попов П., Шоров В.** Повышение качества звучания громкоговорителей. — Радио, 1983, № 6, с. 50—53.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Частоты разделения полос.**

Частота разделения НЧ и СЧ полос — 500 Гц, СЧ и ВЧ полос — 5000 Гц.

**Частота настройки фазоинвертора.**

Частота настройки фазоинвертора — 30 Гц.

**При какой мощности и в каком частотном интервале измерялся коэффициент гармоник?**

Указанное в статье значение коэффициента гармоник (1,6 %) получено при подводимой мощности 25 Вт в диапазоне частот 250...6 300 Гц.

**Сколько отверстий в панели акустического сопротивления (ПАС)?**

В заготовке ПАС необходимо просверлить 19x8 = 152 отверстия диаметром 10 мм.

**Можно ли в АС использовать динамические головки 75ГДН-1-4 (30ГД-2) со звуковой катушкой сопротивлением 4 Ом?**

Нет, нельзя, так как при параллельном соединении таких головок номинальное электрическое сопротивление АС понизится до 2 Ом, что для большинства УМЗЧ недопустимо ни с точки зрения качества звуковоспроизведения, ни с точки зрения надежности работы.

При последовательном соединении таких головок сопротивление АС возрастет до 8 Ом. В этом случае для получения выходной мощности 100...150 Вт (а именно такова паспортная мощность АС) потребуется повышение напряжения питания УМЗЧ до нежелательных, а то и недопустимых (для транзисторов оконечного каскада) значений.

Возможен, правда, еще один вариант — применение вместо двух восьмиомных одной четырехомной головки. Однако такая замена нежелательна по соображениям качества звучания и надежности самой АС: при работе с подводимой мощностью около 100 Вт (что необходимо для реализации расширенного динамического диапазона) одна головка будет перегружаться и может даже выйти из строя.

**О подборе сопротивлений резисторов R2 и R4.**

Сопротивления этих подстроечных резисторов подбирают во время прослушивания музыкальных программ по уровню воспроизведения средне-(R2) и высокочастотных (R4) составляющих.

# ТРЕХПОЛОСНЫЙ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЬ

Повышение качества звучания современных громкоговорителей достигается главным образом за счет применения новых мощных динамических головок, а это чаще всего влечет за собой увеличение их габаритов, массы, стоимости. Между тем очень неплохой громкоговоритель можно построить и на базе недорогих динамических головок.

### Основные технические характеристики

| | |
|---|---|
| Номинальная (паспортная) мощность, Вт | 10(30) |
| Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц | 30...25 000 |
| Число полос | 3 |
| Частоты разделов, Гц | 500; 5000 |
| Номинальное электрическое сопротивление, Ом | 6,3 |
| Среднее стандартное звуковое давление, Па | 0,35 |
| Габариты, мм | 620x350x310 |

Электрическая схема громкоговорителя приведена на рис. 1. Он построен на базе трех динамических головок. Функции низкочастотной (НЧ) выполняет головка 6ГД-2, среднечастотной (СЧ) — 3ГД-38Е, высокочастотной (ВЧ) — 6ГД-13 (новое название 6ГДВ-4). В НЧ звене применен фильтр второго порядка L1C1, в СЧ — первого L2C2, а в ВЧ — третьего L3C3C4. Для выравнивания АЧХ громкоговорителя в области средних звуковых частот СЧ головка включена через резистор R1. С целью улучшения звучания системы на частотах выше 503 Гц ВЧ головка 6ГДВ-4 подключена к фильтру с использованием резисторов R2 и R3. Важно отметить, что эта головка включена в противофазе с НЧ и СЧ головками.

Акустическое оформление громкоговорителя — фазоинвертор. Корпус его изготовлен из ДСП толщиной 20 мм. Передняя панель и боковые стенки соединены друг с другом рейками 20x20 мм с помощью эпоксидного клея ЭДП. Задняя стенка съемная, она прикрепляется к корпусу через резиновые прокладки толщиной 2 мм.

Вид со стороны лицевой панели показан на рис. 2, а, а разрез корпуса по линии А-А — на рис. 2, б. НЧ и СЧ головки закрепляются с наружной стороны лицевой панели. Между ней и диффузорами головок проложены резиновые (можно и пенополиуретановые) кольца толщиной 1,5 мм. Головку 6ГД-2 перед размещением на лицевой панели необходимо доработать с целью снижения ее полной добротности. Для этого в окнах ее диффузородержателя следует установить панели акустического сопротивления (ПАС), т.е. заклеить их синтетическим войлоком или, в крайнем случае, сложенной в несколько слоев медицинской марлей. Среднечастотную головку необходимо поместить в герметический бокс объемом около 2 л, заполненный ватой. Диаметр бокса равен диаметру отверстия в лицевой панели под СЧ головку. Место его соединения с панелью должно быть тщательно загерметизировано (например, пластилином). ВЧ головку 6ГДВ-4 крепят с внутренней стороны лицевой панели, причем боковые поверхности отверстия для ее установки должны как бы продолжать имеющийся на головке конус и образовывать вместе с ним излучающий рупор. Между корпусом этой головки и панелью следует проложить уплотняющее резиновое кольцо.

Туннель фазоинвертора представляет собой пластмассовую трубку с внешним диаметром 70 и внутренним 65 и длиной 150 мм. Она вставляется в соответствующее отверстие на лицевой панели с наружной стороны. Щели между панелью и туннелем герметизируют с внутренней стороны пластилином.

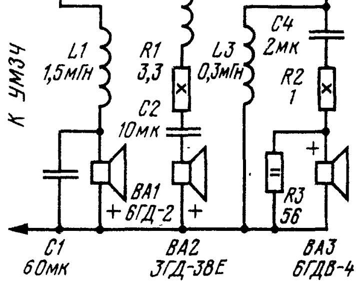
Детали разделительного фильтра размещены на плате из гетинакса размерами 250x150 мм, установленной на боковой стенке корпуса в его нижнем углу, напротив туннеля фазоинвертора. Во избежание дребезжания между платой и корпусом необходимо проложить звукопоглощающую прокладку. В фильтре использованы неполярные конденсаторы МБМ, МБГО на напряжение 200 В и проволочные резисторы мощностью 2 (R3) и не менее 7,5 Вт (остальные). Конденсатор C1 составлен из шести включенных параллельно конденсаторов по 10 мк.

Катушки L1—L3 бескаркасные. Внутренний диаметр и высота первой из них — 40 мм, двух других соответственно 25 и 30 мм. Катушка L1 содержит 260 витков провода ПЭЛ 1,5, L2 — 170, L3 — 90 витков провода ПЭВ 1,0.

Внутренняя поверхность корпуса оклеена звукопоглощающим материалом (ватином, поролоном) толщиной 10...15 мм. Сам корпус заполнен ватой, но так, что между НЧ головкой и фазоинвертором оставлен воздушный проход. Все соединения стенок корпуса герметизированы эпоксидным клеем.

Звучание описанного громкоговорителя сравнивалось со звучанием известной промышленной модели 35АС-012 (S-90). При испытаниях использовался стереофонический усилитель ЗЧ с номинальной мощностью 2x25 Вт и коэффициентом гармоник не более 0,2%. Было отмечено более мягкое звучание самодельного громкоговорителя в области низших и средних звуковых частот, а также отсутствие в нем неприятных призвуков, создаваемых установленной в 35АС-012 головкой 10ГД-35 в диапазоне 5...10 кГц.

Рис. 1



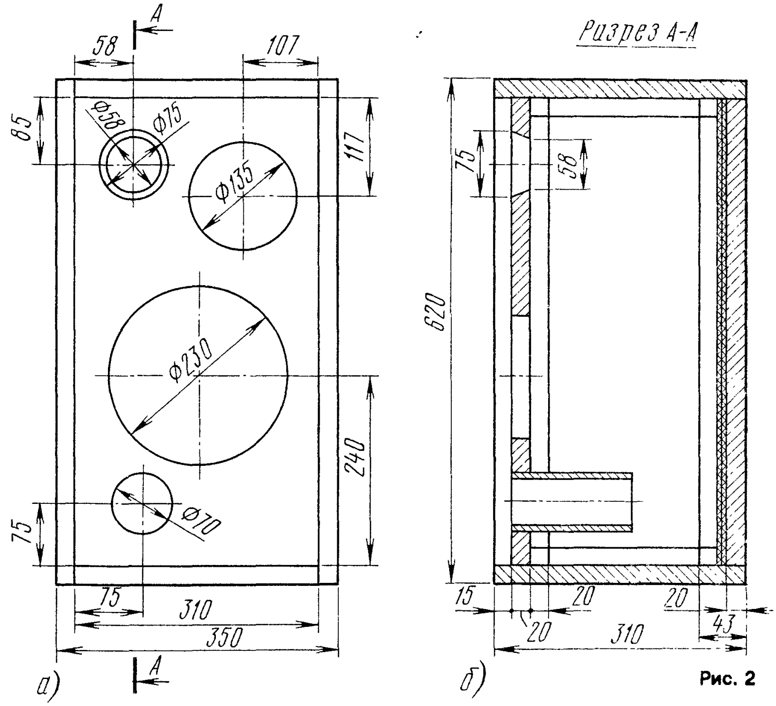




Рис. 2

**Ю. ДЛИ**

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Индуктивность катушки L1.**

Индуктивность катушки L1 разделительного фильтра громкоговорителя равна 2,5 мГн, чему соответствует и число витков, приведенное в тексте.

**Замена головки 6ГД-2.**

Вместо 6ГД-2 можно применить динамическую головку 75ГДН-1Л-4 (прежнее обозначение 30ГД-2) или 35ГДН-4 (25ГД-26Б). У этих головок более чем вдвое меньшее стандартное звуковое давление (соответственно 0,15 и 0,12 Па) по сравнению с 6ГД-2 (0,35 Па), однако их значительно большая номинальная мощность компенсирует этот недостаток. Паспортная мощность громкоговорителя после такой замены возрастет в первом случае до 50, во втором — до 40 Вт, номинальное электрическое сопротивление понизится до 4 Ом. Емкость конденсатора С1 при использовании головки 75ГДН-1Л-4 — 80 мкФ. ПАС в обоих случаях не требуется.

Первый вариант замены предпочтительнее, так как головка 75ГДН-1Л-4 имеет те же размеры, что и 6ГД-2, и больший, чем у 35ГДН-4, КПД, особенно на частотах ниже 100 Гц.

**Замена динамических головок.**

Вместо 6ГД-2 в громкоговорителе можно применить НЧ головку 8ГД-1. Число витков катушки L1 разделительного фильтра в этом случае необходимо увеличить до 290, а емкость конденсатора С1 уменьшить до 50 мкФ. Номинальное электрическое сопротивление громкоговорителя с головкой 8ГД-1 возрастет до 8 Ом.

В СЧ звене можно использовать динамические головки 5ГДШ-4-4 (3ГД-45), 5ГДШ-5-4 (4ГД-53), 4ГДШ-1-4 (4ГД-8Е). Размеры диффузородержателей двух последних головок меньше,чем у 3ГД-38Е, поэтому диаметры герметизирующего бокса и отверстия в передней панели корпуса громкоговорителя в случае их применения необходимо соответственно уменьшить. Кроме того, поскольку головка 4ГДШ-1-4 обладает более высокой (по сравнению с 3ГД-38Е) характеристической чувствительностью, сопротивление резистора R1 при ее использовании необходимо увеличить до 5,1 Ом. Остальные элементы разделительного фильтра при замене СЧ излучателя любой из названных головок остаются без изменений.

**На каких частотах улучшается звучание громкоговорителя благодаря подключению головки 6ГДВ-4 к фильтру с использованием резисторов R2 и R3?**

При таком подключении ВЧ головки улучшается звучание на частотах выше 5000 Гц.

**Еще о замене головок.**

При замене НЧ головки 6ГД-2 на 75ГДН-1Л-4 (см. «Радио», 1989, № 9, с. 94; 1990, № 4, с. 92) в СЧ звене можно использовать две соединенные последовательно головки 5ГДШ-4-4 (3ГД-45), 5ГДШ-5-4 (4ГД-53) или 4ГДШ-1-4 (4ГД-8Е), исключив при этом резистор R1. Паспортная мощность громкоговорителя с таким комплектом головок возрастет до 60 Вт.

ВЧ головку 6ГДВ-4-8 без каких-либо изменений разделительного фильтра можно заменить головкой 4ГДВ-1-8 (3ГД-47), однако верхняя граничная частота номинального диапазона в этом случае понизится до 20 кГц.

**Еще раз о замене головки 6ГД-2.**

При замене головки 6ГД-2 на 75ГДН-1Л-4 (см. в «Радио», 1989, № 9, с. 94), кроме увеличения емкости конденсатора С1 до 80 мкФ, необходимо уменьшить индуктивность катушки L1 до 1,7 мГн. Новое число витков — 220. Частота настройки фазоинвертора остается прежней (35 Гц).

Номинальная мощность акустической системы с головкой 75ГДН-1Л-4 — 30, паспортная — 50 Вт, с головкой 35ГДН-1-4 — соответственно 25 и 40 Вт. Нижняя граница номинального диапазона воспроизводимых частот в обоих случаях 30 Гц, суммарный коэффициент гармоник — не более 3%.

# ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Многие радиолюбители считают, что качество звучания бытового радиокомплекса чуть ли не целиком определяется параметрами только усилителя мощности ЗЧ и акустической системы. С этим вряд ли можно согласиться. Как показывает практика, именно после появления в комплексе усилителя мощности и громкоговорителей высокого класса обнаруживаются ранее незаметные недостатки остальных узлов звуковоспроизводящего тракта: предварительного усилителя, темброблока, предусилителя-корректора проигрывателя и т.п. Доработку тракта в этом случае обычно начинают с предварительного усилителя и регуляторов громкости и тембра. И тут оказывается, что сформулировать конкретные требования к ним не так-то просто и в первую очередь потому, что нормы на параметры этих устройств во многом зависят от выбранной структурной схемы тракта.

В самом деле, предварительный усилитель, регулятор громкости и темброблок могут быть соединены в разной последовательности. Наиболее часто регулятор громкости включают либо на входе предварительного усилителя (за которым следует темброблок), либо на входе усилителя мощности (т.е. после темброблока). В первом из этих вариантов облегчается согласование устройств по уровням сигналов, исключается перегрузка отдельных каскадов, но несколько ухудшается отношение сигнал/шум, так как на вход предварительного усилителя в большинстве случаев поступает сигнал, ослабленный регулятором громкости. Кроме того, этот вариант неудобен, если предполагается введение таких режимов, как «Монитор», независимая работа с двумя источниками сигнала и т.п.

Во втором варианте коммутация упрощается, требования к шумовым характеристикам предварительного усилителя могут быть снижены, но на первый план выдвигается его перегрузочная способность. Она в этом случае должна быть, по крайней мере, не менее 20 дБ, что не всегда выполнимо.

Возможен и компромиссный вариант, в котором регулятор громкости включен на входе усилителя мощности, а еще один, дополнительный регулятор уровня сигнала — на входе предварительного усилителя. Назначение последнего — понизить уровень входного сигнала до номинального значения.

Многое зависит от схемных решений узлов рассматриваемой части тракта. Прежде чем их выбирать, необходимо четко ответить на следующие вопросы:

— какими (активными или пассивными) должны быть регуляторы громкости и тембра)?

— должна ли быть в регуляторе громкости тонкомпенсация?

— сколько полос должен иметь регулятор тембра?

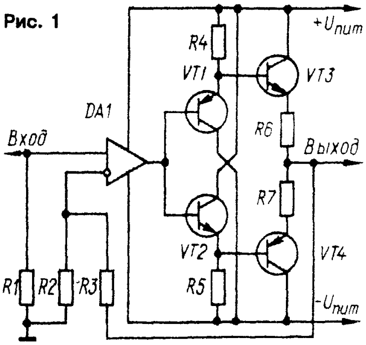
— каковы должны быть пределы регулирования тембра?

У получивших в последние годы широкое распространение активных регуляторов громкости немало достоинств: большой диапазон регулирования, возможность применения доступных переменных резисторов группы А и т.д. Но есть и существенные недостатки: в них трудно получить нулевой уровень выходного сигнала (особенно при наличии тонкомпенсации); усилительные каскады — основа таких регуляторов — вносят в сигнал искажения, сколь бы малыми они ни были. По мнению автора, в высококачественном звуковоспроизводящем тракте должно быть возможно меньше усилительных каскадов, и с этой точки зрения пассивный регулятор громкости предпочтительнее.

Что касается активных регуляторов тембра, которые также строят на основе усилителей, то в них АЧХ формируется изменением в широких пределах глубины частотно-зависимой ООС. С точки зрения минимизации нелинейных, интермодуляционных, фазовых и динамических искажений такой режим работы нельзя считать благоприятным, поэтому использовать активные регуляторы тембра в высококачественном комплексе вряд ли целесообразно.

В регуляторе громкости желательно иметь тонкомпенсацию, так как без нее звучание на малых уровнях громкости теряет естественность. Однако входные и выходные сопротивления известных автору тонкомпенсированных регуляторов — комплексные, частотно-зависимые и изменяются при регулировании в широких пределах. Для нормальной работы такой регулятор необходимо включать в тракт через развязывающие усилители, а это, как уже отмечалось, дополнительные источники искажений сигнала. Конечно, можно предусмотреть возможность отключения тонкомпенсирующих цепей, но это усложнит коммутацию, потребует согласования характеристик регулятора с подключенными и отключенными цепями. Чтобы не усложнять задачу, от тон-

Рис. 1




компенсации, видимо, можно отказаться, особенно, если учесть, что искажения тембра звучания при ее отсутствии будут только на малых уровнях громкости.

Менее очевиден ответ на вопрос о необходимом числе полос регулятора тембра. Несомненно, наибольшими возможностями обладают многополосные регуляторы — эквалайзеры. Они позволяют корректировать частотную характеристику звукового давления с учетом особенностей акустической системы, помещения прослушивания, спектра фонограммы. Однако схемы эквалайзеров довольно сложны, по уровню искажений и шумовым характеристикам они значительно уступают простейшим. Кроме того, как отмечалось в [Л], в ряде случаев высокое качество звуковоспроизведения обеспечивается при подаче сигнала от источника непосредственно на вход усилителя мощности. Исходя из этого, автор считает целесообразным для оперативной регулировки тембра использовать обычный пассивный мостовой регулятор высших и низших частот, а эквалайзер вместе с другими вспомогательными устройствами (шумоподавителем, рокот-фильтром, фильтрами нижних и верхних частот и т.п.) объединить конструктивно в специальный блок, включаемый в тракт только в необходимых случаях (например, при прослушивании и перезаписи фонограмм недостаточно высокого качества).

С учетом всего сказанного выше структура рассматриваемой части тракта вырисовывается следующей: вспомогательный регулятор (плавный или ступенчатый), ослабляющий сигнал на 20...30 дБ, предварительный усилитель с горизонтальной АЧХ и минимально возможными искажениями в рабочем диапазоне частот, пассивный мостовой регулятор тембра с небольшими (примерно +10 дБ) пределами регулирования и пассивный нетонкомпенсированный регулятор громкости. Входные и выходные сопротивления каскадов необходимо выбрать такими, чтобы обеспечить их нормальную совместную работу. Поскольку номинальное входное напряжение усилителя мощности — 0,2 В [Л], суммарный коэффициент передачи предварительного усилителя и регулятора тембра можно выбрать равным 1, т.е. использовать первое из этих устройств только для компенсации ослабления сигнала вторым. Номинальное входное напряжение тракта в этом случае также будет равно 0,2 В, что, с одной стороны, вполне достаточно для работы с большинством источников сигнала, а с другой — позволяет подавать сигнал (с сохранением уровня) через регулятор громкости непосредственно на вход усилителя мощности (минуя предварительный усилитель и регулятор тембра).

Качественные показатели комплекса при выбранной структуре определяются по существу параметрами предварительного усилителя: его шумами, рабочим диапазоном частот, гармоническими и интермодуляционными искажениями, перегрузочной способностью. Исходя из технических характеристик усилителя мощности, нормы на параметры предварительного усилителя были установлены следующие:

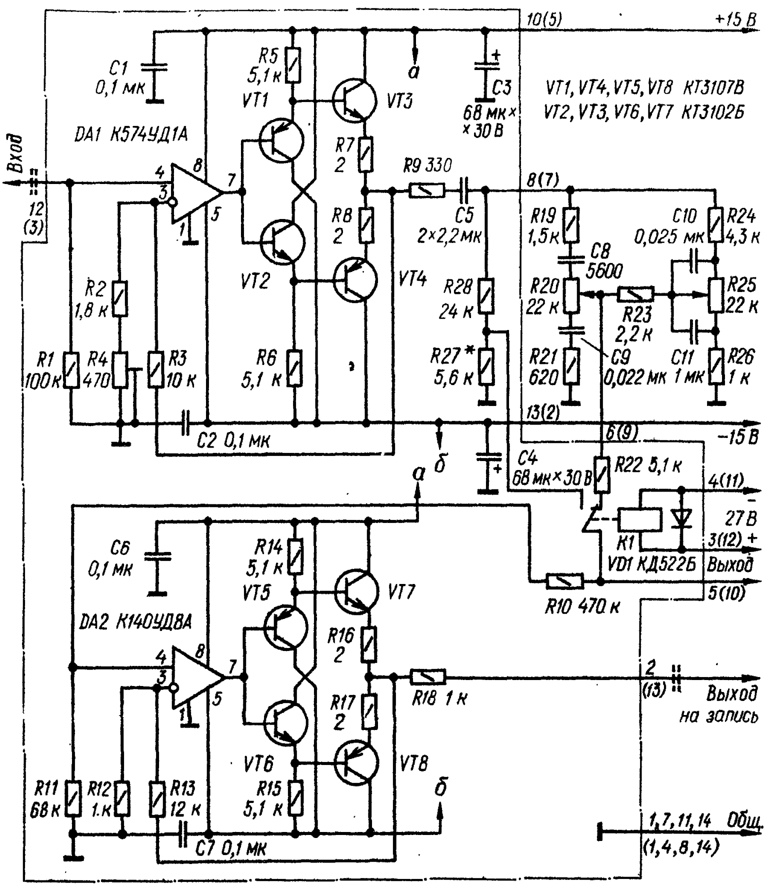
| | |
|---|---|
| Номинальное выходное напряжение, В | 0,2 |
| Отношение сигнал/шум, дБ, не менее | 80 |
| Перегрузочная способность, дБ | 15...20 |
| Номинальный диапазон частот (по сигналу максимальной амплитуды), Гц, не уже | 20...20 000 |
| Коэффициент гармоник в номинальном диапазоне частот, %, не более | 0,05 |

Кроме того, было поставлено еще одно, дополнительное условие: включение в тракт предварительного усилителя с регулятором тембра (в положении горизонтальной АЧХ) не должно ухудшать качества звучания при субъективных экспертизах. Как выяснилось, именно это требование оказалось наиболее важным. Целый ряд устройств с очень хорошими параметрами при таких испытаниях вносили искажения, характер которых с трудом поддается описанию, но наличие их безошибочно определялось по ухудшению «прозрачности», «чистоты», естественности звучания.

После длительных поисков и серии неудач был разработан усилитель на основе ОУ К574УД1А (см. рис. 1), отвечающий всем поставленным требованиям. Эксперименты показали, что коэффициент гармоник этого ОУ сильно зависит от нагрузки: пренебрежимо малый при ее сопротивлении 100 кОм и более он возрастает до 0,1% на нагрузке 10 кОм. Отсюда был сделан вывод, что для получения достаточно низкого уровня нелинейных искажений ОУ необходимо «умощнить». Для этой цели был выбран так называемый параллельный усилитель. От обычных он отличается тем, что искажения типа «ступенька» в нем практически отсутствуют даже без ООС. В усилителе же, охваченном ООС, коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 Гц не превышает 0,03% при сопротивлении нагрузки более 500 Ом. Искажения измерялись прибором С6-5. В качестве источника сигнала был использован генератор Г3-102. Коэффициенты гармоник собственно генератора и генератора с усилителем были одинаковыми. Это дает основания полагать, что фактическое значение параметра меньше 0,03%. Интермодуляционные искажения измерить не удалось из-за отсутствия необходимой аппаратуры.

Принципиальная схема предварительного усилителя с регулятором тембра приведена на рис. 2. ОУ DA1 и транзисторы VT1—VT4 образуют линейный усилитель, компенсирующий потери сигнала в регуляторе тембра (R19—R26, C8—C11),

Рис. 2



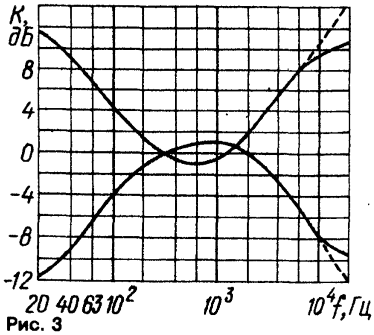



Рис. 3

на ОУ DA2 и транзисторах VT5—VT8 собран развязывающий усилитель, выходной сигнал которого используется для записи на магнитофон. Вообще говоря, коэффициент передачи этого усилителя желательно выбирать близким к 1. Однако поскольку умощненный ОУ как повторитель работает хуже, чем усилитель, коэффициент передачи был выбран равным 13, а для получения уровня сигнала, необходимого для записи, на входе развязывающего усилителя включен делитель напряжения R10R11. Общий коэффициент передачи усилителя с делителем — 1,8...1,9.

Мостовой регулятор тембра особенностей не имеет. АЧХ на низших и высших частотах регулируют соответственно переменными резисторами R25 и R20. Резисторы R19, R21 предотвращают монотонный подъем и спад АЧХ с ростом частоты, в результате чего она приобретает вид, показанный на рис. 3 сплошной линией. При необходимости с помощью реле K1 регулятор тембра можно исключить из тракта. Сигнал в этом случае снимают с делителя R27R28.

Экспериментальная проверка показала, что даже без балансировки ОУ и без конденсатора в «заземленной» ветви делителя ООС постоянная составляющая на выходе усилителей невелика и практически не снижает перегрузочной способности. В случае необходимости на входе предварительного и выходе развязывающего усилителей следует включить разделительные конденсаторы (на схеме они изображены штриховыми линиями).

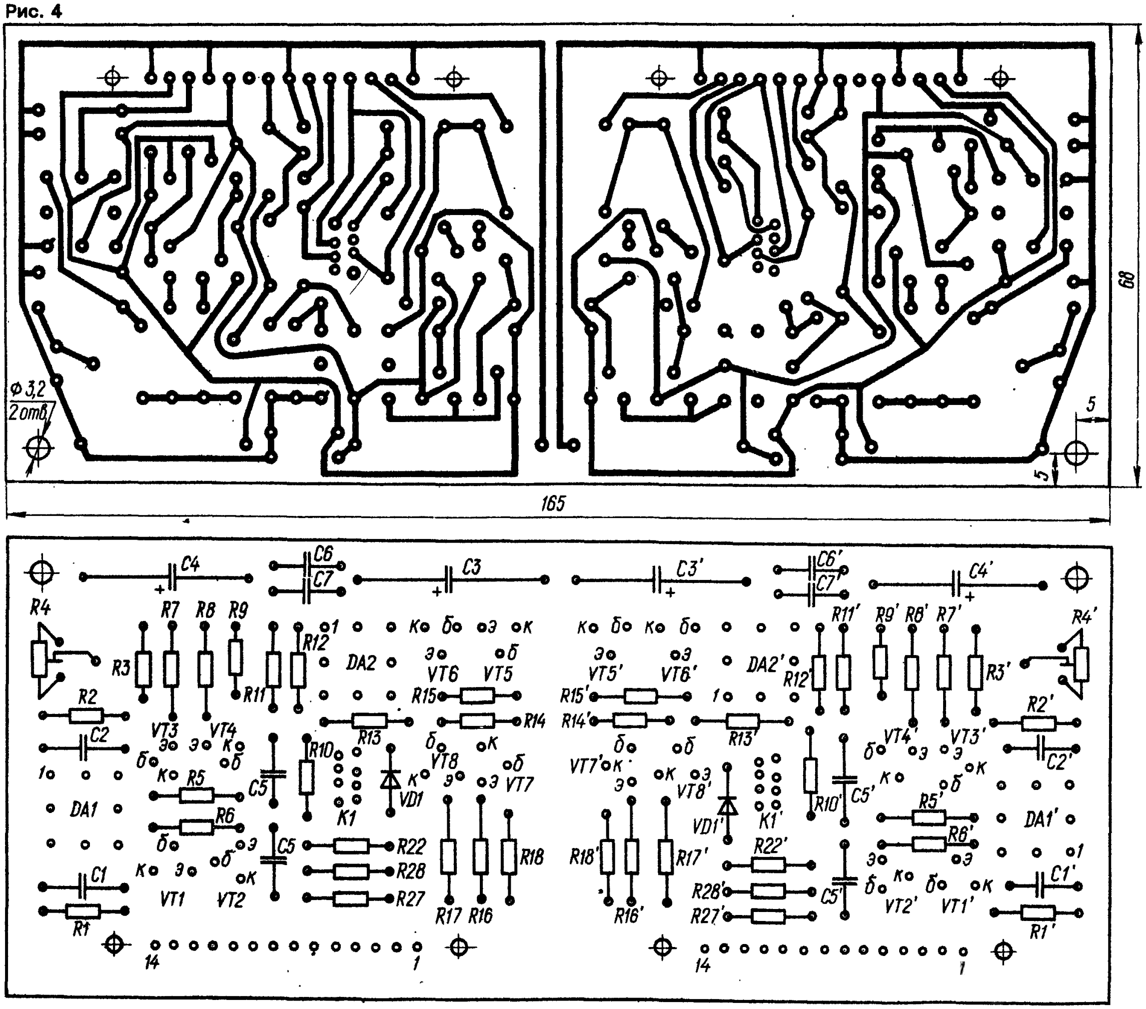
Детали устройства (за исключением тех, которые входят в состав регулятора тембра) размещены на печатной плате ( на рис. 4 она дана для стереофонического варианта) из фольгированного стеклотекстолита. Элементы регулятора тембра смонтированы на выводах сдвоенных переменных резисторов R20 и R25 и соединены с ней экранированными проводами. Плата рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ-0,25 (R7, R8, R16, R17 могут быть типа МОН-0,5), подстроечных резисторов СП4-1в (R4), конденсаторов К53-1а, К53-18 (С3, С4), КМ-6б (С1,С2, С5—С8) и МБМ (С9—С11). Переменные резисторы R20, R25 — сдвоенные любого типа группы Б.

Кроме указанных на схеме, в усилителях можно использовать транзисторы КТ3107И, КТ313Б,КТ361В, КТ361К (VT1, VT4, VT5, VT8) и КТ312В, КТ315В (остальные). В развязывающем усилителе допустимо применение ОУ К140УД8Б, К140УД8В, а также К544УД2. Реле К1 — РЭС-60 (паспорт РС4.569.436) или любое другое с подходящими техническими характеристиками, однако в последнем случае придется изменить рисунок печатной платы. Диод VD1 — любого типа с обратным напряжением более 50 В. Для соединения платы с трактом использованы стандартные разъемы МРН14-1 (номера их контактов, к которым подведены соответствующие цепи усилителей, указаны на принципиальной схеме).

Правильно смонтированное устройство в налаживании практически не нуждается. Необходимо только установить коэффициент передачи предварительного усилителя с подключенным регулятором тембра и без него. В первом случае это делают подстроечным резистором R4, во втором — подбором резистора R27.

Для питания необходим двуполярный источник напряжением ±15 В. Потребляемый от него ток зависит от примененных

Рис. 4



ОУ и в большинстве случаев не превышает 25...30 мА на оба канала. Несмотря на то, что коэффициент подавления помех по цепям питания у описанного усилителя довольно высок, желательно все же, чтобы пульсации питающих напряжений не превышали 10 мВ, так как иначе при неудачном монтаже возможно появление заметного фона. Следует также учесть, что для нормальной работы регулятора тембра сопротивление нагрузки должно быть не менее 50 кОм. При использовании устройства с усилителем мощности, описанным в [Л], это требование выполняется.

Пассивный регулятор громкости (сдвоенный переменный резистор группы В сопротивлением 100 кОм) включен между выходом устройства и входом усилителя мощности. Для регулирования стереобаланса применен еще один сдвоенный переменный резистор (100 кОм, группа А), включенный реостатом (его движок в каждом канале подсоединен к движку регулятора громкости, а один из выводов — к входу усилителя мощности).

**Ю. СОЛНЦЕВ**

ЛИТЕРАТУРА

**Солнцев Ю.** Высококачественный усилитель мощности. — Радио, 1984, № 5, с. 29 — 34.

# ГРАФИЧЕСКИЙ ЭКВАЛАЙЗЕР

Проведенные в последние годы исследования показали, что для наиболее полной коррекции частотных искажений, вносимых в звуковой сигнал АС и помещениями прослушивания, необходим, как минимум, десятиполосный эквалайзер. Однако построить такое устройство на базе обычных низкодобротных полосовых фильтров [1, 2] не так-то просто. Дело в том, что из-за разброса номиналов резисторов и конденсаторов получить точное соответствие реальных и расчетных параметров и АЧХ таких фильтров очень трудно. Рассмотрим, например, вариант низкодобротного фильтра (рис. 1), на базе которого выполнен, описанный в свое время в журнале [1], пятиполосный регулятор тембра. Его резонансная частота $f_р = 1/2\pi\sqrt{R1R2C1C2}$, добротность $Q_р = \sqrt{R2C1/R1C2}/(1+C1/C2)$, коэффициент усиления на резонансной частоте $K_р=Q_р^2(1+C2/C1)$. Проведенные автором расчеты показали, что для того чтобы получение этих параметров обеспечивалось с точностью ±5%, разброс номиналов пассивных элементов фильтра не должен превышать ±3%. И хотя столь высокая точность излишня даже для высококачественной аппаратуры и вполне достаточна точность ±10%, при которой допускается, разброс номиналов ±4%, соблюсти эти условия часто очень непросто. На точность получения рассчитанных параметров фильтров влияют, безусловно, и активные их элементы, входные и выходные сопротивления которых соизмеримы с сопротивлениями пассивных. Причем влияние последнего фактора вообще трудно предсказуемо.

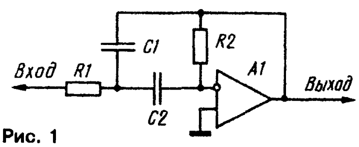



Рис. 1

В результате, чтобы настроить десятиполосный эквалайзер с точностью ±10% по всем каналам, необходим не только предварительный подбор номиналов элементов до сборки, но и дополнительная их коррекция уже в готовом фильтре. На практике каждый фильтр приходится настраивать в макетном варианте и только после этого устанавливать на общую монтажную плату. Такая настройка отнимает много времени, требует высокой квалификации, специальных приборов и большого числа используемых для подбора элементов.

**Основные технические характеристики**

- Номинальный диапазон частот, Гц, при спаде АЧХ на краях диапазона 3 дБ ........ 10...30 000
- Коэффициент гармоник, %, при входном напряжении 1 В на частотах 100, 1000 и 10 000 Гц, не более ........ 0,05
- Номинальное входное напряжение, В ........ 1
- Максимальное входное напряжение, В ........ 4
- Диапазон регулировки тембра во всех частотных полосах, дБ ........ ±16
- Отношение сигнал/шум (не взвешенное) при входном напряжении 1 В, дБ ........ 80
- Кратность регулировки резонансных частот и добротностей фильтров ........ 2
- Максимальная погрешность установки резонансных частот и добротностей, % ........ 5

Ниже приводится описание десятиполосного эквалайзера, настройка которого не вызовет особых затруднений даже у начинающего радиолюбителя. В течение одного-двух часов он может быть настроен с точностью, совершенно недостижимой для традиционных фильтров. Выполнен эквалайзер на базе так называемых «высокодобротных» фильтров [3] (рис.2).

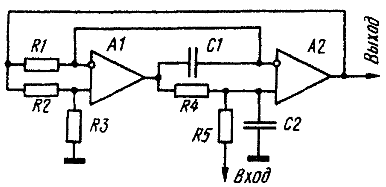



Рис. 2

И хотя ОУ и резисторов в них вдвое больше, чем в низкодобротных, легкость настройки и ненужность отбора пассивных элементов с лихвой окупает это удвоение, а если учесть, что используемые в них микросхемы К157УД2 содержат по два ОУ, с этим недостатком и вообще можно смириться. Основные параметры предлагаемого фильтра: $f_р = \sqrt{R2/R1R4R3C1C2}/2\pi$; $Q_р=2\pi f_р \times R5C2$; $K_р= 1+R2/R3$. Анализ приведенных выражений показывает, что резонансную частоту и добротность можно регулировать соответственно резисторами R4 и R5, исключив подбор номиналов других пассивных элементов. Пределы регулировки первого параметра ±400% (дальнейшее их расширение может повлечь за собой самовозбуждение фильтра на резонансной частоте), второго — 0...20 (верхнее значение ограничено входным сопротивлением ОУ).

Рассматриваемое схемотехническое построение фильтра позволяет получить оптимальные параметры (необходимое произведение усиления на чувствительность, минимальный шум и максимальный динамический диапазон [3]), в том случае, если емкость конденсатора C1=C2=C, а сопротивления резисторов R1—R4 равны $R_о=1/2\pi f_р C$. Резистор R5 обеспечивает требуемую добротность. Его сопротивление определяется выражением: $R5= R_о \cdot Q_р$.

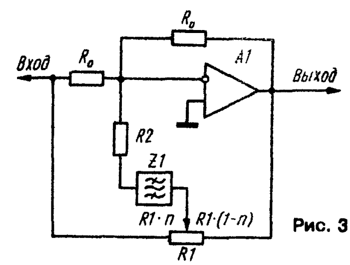
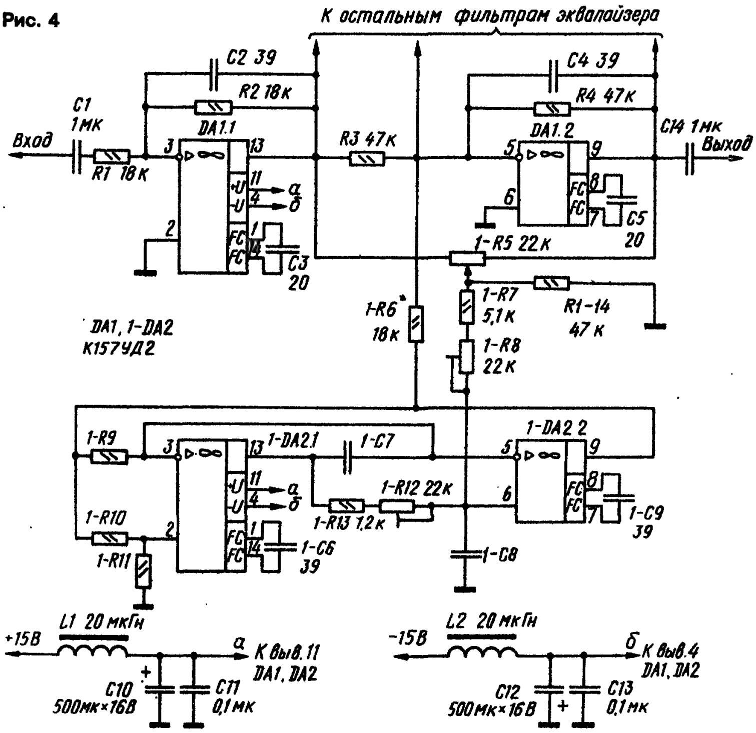



Рис. 3

Точный подбор $R_о$ не требуется, достаточно выбрать резистор со стандартным номиналом $R_д$, близким к $R_о$. Разность между этими сопротивлениями можно скомпенсировать, подобрав номинал резистора R4 равным $R_о^2/R_д$.

Упрощенная принципиальная схема одного частотного канала эквалайзера приведена на рис.3. Полосовой фильтр включен в цепь параллельной ООС по напряжению. Коэффициент усиления фильтра на резонансной частоте из условия оптимальности его параметров выбран равным 2. Коэффициент усиления темброблока на резонансной частоте определяется в этом случае (при условии идеальности ОУ) выражением: $K_т=(2R_о+R2-R2_о n)/(2R_о n+R2)$, где n=0...1 — коэффициент, характеризующий положение движка резистора R1 (в крайнем левом, по схеме, положении он равен 0, а в крайнем правом — 1). Зависимость коэффициента усиления от положения движка резистора R1 в логарифмическом масштабе близка к линейной, максимальное значение коэффициента усиления определяется сопротивлением резистора R2. В соответствии с

Рис. 4




изложенными принципами был спроектирован десятиполосный эквалайзер, принципиальная схема которого приведена на рис. 4. На схеме показан только один частотный канал; остальные ему идентичны. Номиналы элементов всех десятиканальных фильтров приведены в таблице.

| Номиналы элементов фильтра | Частота настройки фильтра, Гц | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 30 | 60 | 120 | 240 | 480 | 960 | 1 920 | 3 840 | 7 680 | 15 360 |
| R9, R10, R11, кОм | 5,1 | 5,6 | 6,2 | 6,8 | 4,7 | 5,1 | 5,6 | 6,2 | 6,2 | 6,8 |
| C7, C8, мкФ | 1 | 0,5 | 0,22 | 0,1 | 0,068 | 0,033 | 0,015 | 0,0068 | 0,0033 | 0,0015 |

Из условия минимума шумов оптимальная добротность фильтров выбрана равной 1,4.

На ОУ DA1.1 собран буферный каскад с малым выходным сопротивлением, необходимым для нормальной работы темброблока, на ОУ DA1.2 — основной усилитель, в цепь параллельной ООС которого через резисторы R5 включены полосовые канальные фильтры. На схеме показан один из них, выполненный на ОУ 1- DA2.1 и 1-DA2.2. Форма его АЧХ регулируется резистором 1-R5, резонансная частота — 1-R12, добротность — 1- R8.

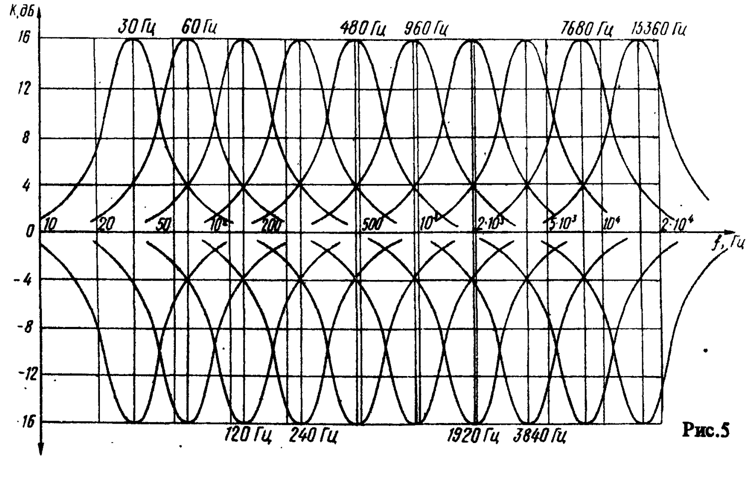



Рис.5

Резисторы 1-R13 и 1-R7 ограничивают диапазон регулировки соответственно резонансной частоты и добротности фильтров, конденсаторы 1-C3, 1-C5, 1-C6, 1-C9 корректируют АЧХ ОУ, 1-C2, 1-C4 предотвращают его самовозбуждение на частоте единичного усиления. Для повышения устойчивости фильтра емкости конденсаторов 1-C6, 1-C9 выбраны большими, чем рекомендуется типовой схемой включения ОУ. Возникающий при этом спад АЧХ ОУ в области высших частот практически не влияет на работу фильтров, так как частота среза АЧХ ОУ с такой коррекцией лежит выше максимальной резонансной частоты фильтров. Резистор 1-R6 определяет величину максимального усиления (ослабления) сигнала на резонансной частоте. Уменьшив его сопротивление, можно увеличить диапазон регулировки фильтра до ±40 дБ, однако делать это целесообразно только в специальных случаях, например, при использовании таких фильтров в темброобразующих устройствах ЭМИ. В этих случаях может быть полезным и расширение диапазонов регулировки резонансных частот и добротности фильтров, а также вынесение регулирующих резисторов R8 и R12 на переднюю панель устройства.

Питается эквалайзер от двуполярного источника напряжением ±15 В, потребляемый ток — 50 мА, АЧХ канальных фильтров эквалайзера показаны на рис. 5. Они снимались при среднем положении движков резисторов R5 всех фильтров.

Темброблок одного стереоканала эквалайзера собран на печатной плате из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, верхнее покрытие используется как общий провод. Чертеж печатной платы приведен на рис. 6. С усилителем ЗЧ темброблок соединен разъемом РПМ23-32Г5, плата рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ-0,125, малогабаритных керамических конденсаторов К50-6 (C10 и C12), дросселей Д 0,15 (L1 L2), переменных резисторов СП3-23Б с характеристикой А (R5), подстроечных типа СП5-3 (R8, R12), на плате эти резисторы установлены один над другим. В подборе резисторов и конденсаторов нет необходимости. Отклонение их номиналов от указанных на схеме может достигать соответственно ±10 и ±40%.

ОУ DA1 и DA2 К157УД2 могут быть заменены на К551УД2 и К140УД20. Можно использовать и одинарные ОУ К140УД7, К153УД1 и другие аналогичные с соответствующими цепями коррекции. Нельзя применять ОУ с полевыми транзисторами на входе, поскольку это приводит к трудно устранимому самовозбуждению на резонансных частотах фильтров. Соединения фильтров с разъемом, а также разъема с резисторами R5 должны выполняться экранированным проводом. Резисторы R6 установлены на плате вертикально, одним выводом они припаяны к плате, другим — к проводу, соединяющему их с резистором R3. Общий провод, со стороны печатного монтажа, соединен с верхним покрытием печатной платы

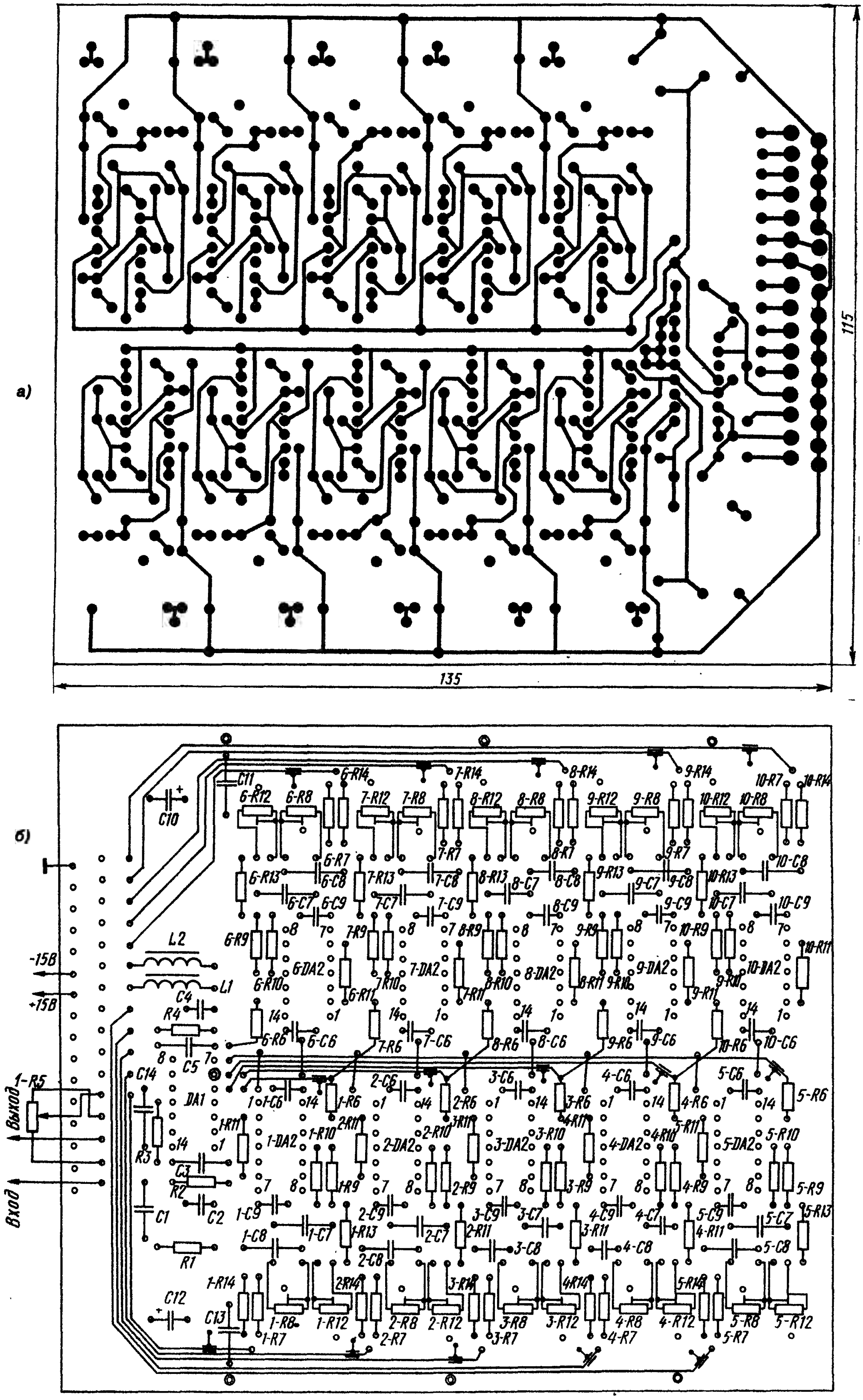

а)
135
115
б)
L2
L1
-15В
+15В
Выход
Вход
C10
C11
C12
C13
C14
DA1
R1
R2
R3
R4
C1
C2
C3
C4
C5

Рис. 6

перемычками, проходящими через отверстия, обведенные на рис. 6,б окружностями. Свободные выводы 10 и 12 микросхем DA1, DA2 в печатную плату не впаяны.

Перед налаживанием эквалайзера отключают его фильтры от ОУ DA1, затем подают на них напряжение питания и проверяют постоянное напряжение на их выходах. Если в каком-либо фильтре оно превысит ±20 мВ, заменяют соответствующий ОУ. Так поступают и в случае самовозбуждения фильтра, разумеется, проверив предварительно правильность монтажа. После этого на вход каждого из фильтров поочередно подают синусоидальный сигнал с частотой, равной резонансной частоте фильтра, и, подключив к его выходу милливольтметр переменного тока или осциллограф, резистором R12 настраивают фильтр по максимуму напряжения на его выходе. Для установки требуемой добротности фильтров $Q_p$=1,4 на их входы также подают синусоидальный сигнал с частотой, равной резонансной. Измерив напряжение на выходе фильтра, увеличивают или уменьшают частоту вдвое и резистором R8 устанавливают на выходе фильтра вчетверо меньшее напряжение. После настройки фильтра переменные резисторы R8 и R12 можно заменить постоянными, подобрав их сопротивления с точностью ±3%. Проведя эту операцию для всех фильтров, соединяют их с ОУ DA1 и резисторами R5.

**А. КОЗЛОВ**

ЛИТЕРАТУРА


1. **Галченков Л., Владимиров Ф.** Пятиполосный активный. — Радио, 1982, № 7, с. 39—42.
2. **Зыков Н.** Многополосные регуляторы тембра. — Радио, 1978, № 5, с. 40—41.
3. **Мошице Г., Хорн П.** Проектирование активных фильтров. — М.: Мир, 1984.

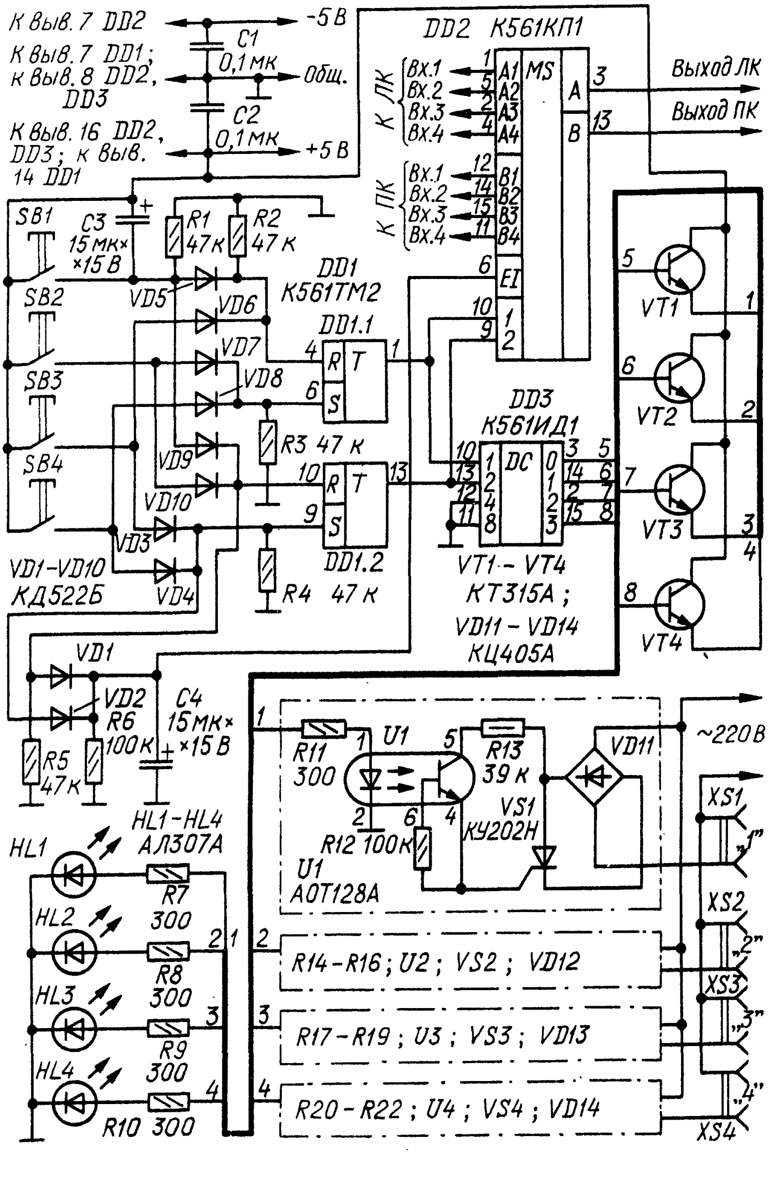

# ЭЛЕКТРОННЫЙ КОММУТАТОР ВХОДОВ УМЗЧ

Известно, что в бытовых звуковоспроизводящих комплексах, работающих от различных источников звуковых сигналов, используется один усилитель мощности звуковых частот (УМЗЧ) с коммутатором входов. При переключении входов УМЗЧ необходимо включить питание одного источника сигнала и одновременно выключить питание другого, что создает определенные неудобства при эксплуатации комплекса.

В предлагаемом радиолюбителей электронном коммутаторе входов на источник сигнала, подключенный ко входу УМЗЧ, питание подается автоматически. Принципиальная схема коммутатора показана на рисунке. Он состоит из узла управления на кнопках SB1—SB4, шифратора на диодах VD3—VD10 и резисторах R2, R3, R4, R5, RS-триггеров на элементах DD1.1, DD1.2 микросхемы DD1, устройства индикации на микросхеме DD3, транзисторах VT1—VT4 и светодиодах HL1 - HL4, узла задержки на диодах VD1—VD2, конденсаторе C4 и резисторе R6, оптронно-тринисторных ключе на оптронах U1—U4, тринисторах VS1—VS4 и диодных мостах VD11—VD14 и собственно электронных коммутаторов на микросхеме DD2.

Работает коммутатор входов следующим образом. При включении питания ток, заряжающий конденсатор C3, переключает триггеры DD1.1, DD1.2 и с их выходов нулевые уровни сигналов подаются на адресные входы мультиплексора DD2 и дешифратора DD3. На выходе «0» последнего появляется напряжение высокого уровня, открывающее транзистор VT1, ток которого включает светодиод HL1. Его свечение индицирует подключение к УМЗЧ первого источника сигнала. Одновременно загорается и светодиод оптрона U1, транзистор которого переходит в режим насыщения и открывает тринистор VS1, включающий напряжение питания первого источника сигнала.

Для подключения к УМЗЧ любого другого входа достаточно нажать на нужную кнопку. Ее код запишется в триггеры DD1.1, DD1.2 и мультиплексор DD2 произведет необходимые переключения. В результате загорится светодиод, сигнализирующий о подключении к УМЗЧ соответствующего входа, и на подключенный к нему источник сигнала поступит напряжение питания.



Рассмотрим теперь работу узла задержки. Дело в том, что при включенном питании при нажатии на любую из кнопок через диоды VD1, VD2 заряжается конденсатор C4. В результате при переключении входов на разрешающий вход E1 мультиплексора DD2 подается уровень логической единицы, запрещающий коммутацию входов на время завершения переходных процессов во включенном устройстве источника сигнала. После разрядки конденсатора C4 на разрешающем входе мультиплексора устанавливается уровень логического нуля и он производит необходимую коммутацию.

Налаживание коммутатора сводится к подбору резисторов R7—R10 и R13, R16, R19, R22. С помощью первой группы резисторов устанавливают токи светодиодов HL1—HL4, а с помощью второй — токи управляющих электродов тринисторов VS1—VS4. При подборе резисторов R13, R16, R19, R22 необходимо вместо них поставить переменный резистор сопротивлением 100 кОм и, уменьшая его сопротивление, добиться полного открывания соответствующего тринистора, после чего, измерив полученное сопротивление переменного резистора, подпаять резистор приблизительно равного сопротивления.

В коммутаторе вместо КД522Б можно применить любые маломощные кремниевые диоды, а также любые маломощные транзисторы соответствующей структуры. При отсутствии мультиплексора К561КП1 вместо него можно применить две микросхемы К561КТ3 или К176КТ1, включив их по традиционной схеме (см. статью В.Кривошеина «Электронный коммутатор входов» в «Радио», 1989, № 11, с.56).

**И. ГАЙМАЛОВ**

# АВТОМАТИЧЕСКИЙ СЕЛЕКТОР ВХОДОВ УМЗЧ

Наверное многие владельцы УКУ хотели бы улучшить их эксплуатационные удобства. Это нетрудно сделать, дополнив УКУ автоматическим селектором входов, который обеспечит их подключение к тому входу, на котором имеется звуковой сигнал.

**Основные технические характеристики селектора**

| | |
|---|---|
| Число коммутируемых входов | 3 |
| Время выборки нужного входа, с | 1 |
| Номинальная чувствительность селектора, мВ | 90 |
| Входное сопротивление, кОм | 62 |
| Ток, мА, потребляемый от источника питания: | |
| +15 В | 60 |
| −15 В | 20 |

Принципиальная схема селектора входа показана на рис. 1. Он состоит из усилителей-формирователей управляющих импульсов, системы логической обработки сигнала и исполнительного устройства. Усилители-формирователи усиливают входные сигналы приблизительно в 90 раз. Они собраны на ОУ DA1—DA3, каждый из которых охвачен двумя цепями ООС. Первая — через резисторы R3, R9, R10 — задает необходимое усиление, вторая — через диоды VD1, VD4, VD6 — ограничивает усиление отрицательной полуволны входного сигнала на уровне — 0,5 В, что необходимо для нормального режима работы последующих узлов селектора.

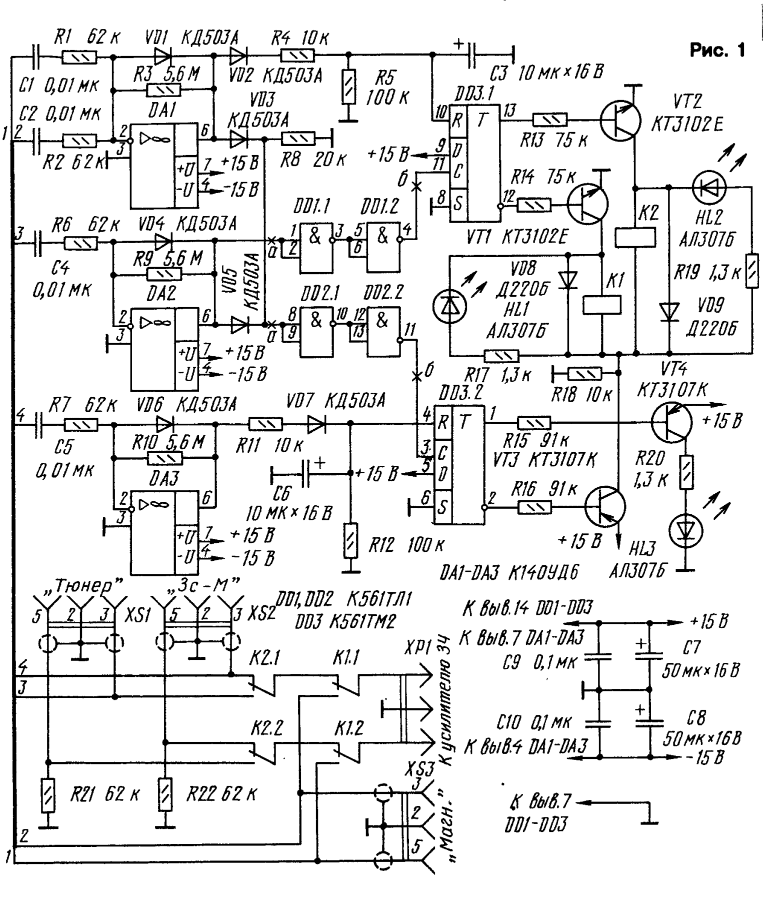



Рис. 1

Входные сигналы, усиленные ОУ DA1 и DA3, через цепи VD2R4 и VD7R11 поступают на накопительные конденсаторы C3 и C6, которые обеспечивают задержку выбора входа приблизительно на 1 с и, таким образом, помогают избежать эффекта «рыскания». После накопительных конденсаторов входные сигналы поступают на триггеры DD3.1 и DD3.2. Сюда же через диоды VD3, VD5 и триггеры Шмитта DD1 и DD2 подаются входные сигналы непосредственно с выходов ОУ DA1, DA2. Система логической обработки сигнала выполнена на триггерах DD3.1, DD3.2. В ее функции входит оценка набора входных сигналов и выдача управляющих сигналов на исполнительное устройство, реализованное на реле K1, K2.

Рассмотрим теперь работу селектора при наличии сигнала на том или ином его входе. При появлении сигнала звукоснимателя на входных гнездах XS2(«Зс-М») на входе 4 микросхемы DD3.2 возникает сигнал логической единицы, который переводит ее в состояние логического нуля. В результате подключенный к выходу 2 DD3.2 транзистор VT3 отключает питание реле K1, K2. Их контакты оказываются в верхнем (по схеме) положении и сигнал звукоснимателя поступает на вход усилителя ЗЧ. Одновременно сигнал, появляющийся на выходе 1 DD3.2, открывает транзистор VT4, и включенный в его коллекторную цепь светодиод HL3 загорается, сигнализируя включение входа «Зс-М». Поступление сигналов на другие входы селектора не может изменить состояние коммутирующих реле.

Если же сигнал на входе звукоснимателя отсутствует, а на гнездах XS3 «Магн». появляется сигнал магнитофона, то селектор работает несколько иначе. Усиленный сигнал с выхода ОУ DA1 через диод VD3 поступает на формирователь импульсов, выполненный на триггере Шмитта DD2. Сформированные им прямоугольные импульсы с вывода 11 микросхемы DD2 поступают на вход C (вывод 3) триггера DD3.2. В результате на выходе 2 этой микросхемы появляется сигнал логического нуля, который открывает транзистор VT3, и он подает питающее напряжение +15 В на реле K1, K2. Но при наличии сигнала на входе магнитофона сигнал с выхода ОУ DA1 поступает еще и на диод VD2, вызывая появление на ре-

зисторе R5 сигнала логической единицы. Поступив на вход 10 триггера DD3.1, этот сигнал переводит его в состояние логического нуля, при котором на выходе 12 присутствует сигнал логической единицы. Попав на базу транзистора VT1, этот сигнал переводит его в режим насыщения. В результате замыкается цепь питания реле K1, которое срабатывает и своими контактами K1.1 и K1.2 подключает вход магнитофона к входу усилителя ЗЧ. О включении этого входа сигнализирует светодиод HL1.

При одновременном появлении сигналов на входах тюнера и магнитофона состояния реле K1 и K2 не изменятся, поскольку триггер DD3.1, управляющий их работой, находится под воздействием сигнала «сброс» по входу R.

При наличии сигнала на входе тюнера (гнезда XS1) и отсутствии его на входе магнитофона сигнал с выхода ОУ DA2 через триггеры Шмитта DD1 и DD2 поступает соответственно на вывод 11 элемента DD3.1 и вывод 3 элемента DD3.2. Триггер DD3.1 переключается в этом случае в состояние логической 1, при котором на выводе 13 появляется сигнал логической 1, а на выводе 12 — логического нуля. При таком его состоянии через транзистор VT2 замыкается цепь питания реле K2, которое срабатывает и своими контактами K2.1 и K2.2 подключает вход тюнера к входу усилителя ЗЧ. О включении этого входа сигнализирует светодиод HL2.

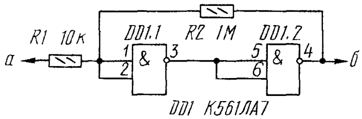



**Рис. 2**

Селектор входов смонтирован на печатной плате. При монтаже использовались постоянные резисторы С1-4 (R3,R9, R10) и МЛТ-0,25 (остальные). Конденсаторы С3, С6—С8 — К53-19, К53-21, остальные любые — КМ-4, КМ-5, К10-7 и др. ОУ К140УД6 можно заменить ОУ КР544УД1. Вместо триггера К561ТМ2 допускается использовать К176ТМ1 с соответствующим снижением питания до 9 В. На месте транзисторов КТ3102Е могут работать транзисторы этой серии с буквенными индексами Б, В, Г, Д, а на месте транзисторов КТ3107К — транзисторы КТ3107 с индексами Ж, И, Л, а также КТ313Б, КТ361Г и КТ361Е. Микросхему К561ТЛ1 можно заменить двумя любыми (по логике) последовательно включенными инверторами (рис. 2), например, К561ЛА7, К561ЛА8, К561ЛА9, К561ЛЕ5, К561ЛЕ10 и т. д.

Коммутирующие реле могут быть любого типа с переключающими контактами и напряжением срабатывания не более 13,5 В. При применении указанных на принципиальной схеме (рис. 1) транзисторов ток, потребляемый реле, не должен превышать 100 мА.

Селектор, собранный из исправных деталей, в налаживании не нуждается. Нужно только проверить отсутствие самовозбуждения на выходах усилителей на ОУ DA1—DA3 и при его обнаружении параллельно резистору обратной связи включить керамический конденсатор емкостью 3...10 пФ.

**С. ЗЕЛЕПУКИН**

# РЕГУЛЯТОР ГРОМКОСТИ И ТЕМБРА

Описанный в [1] УМЗЧ высокой верности разрабатывался для субъективной экспертизы звучания цифровых лазерных проигрывателей компакт-дисков (ПКД). При проведении экспертизы к выходу УМЗЧ подключались мощные высококачественные акустические системы (АС), а его вход соединялся с выходом ПКД с целью обеспечения минимальных фазовых и нелинейных искажений, а также снижения уровня шумов посредством простейшего резистивного делителя напряжения, в качестве которого использовался проволочный переменный резистор СП5-21-А-2 сопротивлением 15 кОм. Этим делителем можно установить громкость 90—94 фон, необходимую для проведения субъективной экспертизы, поскольку при такой громкости обеспечивается нормальный баланс спектра и нет необходимости в дополнительной частотной коррекции. В дальнейшем регулировка осуществлялась только при смене типа АС или отличии номинального выходного напряжения испытуемого ПКД от стандартного (2 В эфф).

**Основные технические характеристики**

| | |
|---|---|
| Входное сопротивление, кОм | 150 |
| Номинальное входное напряжение, мВ | 150 |
| Номинальное выходное напряжение, мВ | 800 |
| Относительный уровень собственных шумов: | |
| взвешенное значение, дБА | -94 |
| невзвешенное значение, дБ | -88 |
| Глубина регулирования громкости, дБ | 36 |
| Глубина регулирования тембра, дБ | +10...—10 |
| Коэффициент гармоник, %, при номинальном уровне выходного сигнала | < 0,001% |
| Перегрузочная способность, дБ | +18 |

При использовании описанного УМЗЧ в качестве базового усилителя высококачественного звуковоспроизводящего комплекса его необходимо дополнить тонкомпенсированным регулятором громкости и регулятором тембра, имеющим чувствительность 150...200 мВ. Описание такого блока регулировки, разработанного автором, и приводится в публикуемой ниже статье.

Принципиальная схема блока приведена на рис. 1. Первый его каскад собран на ОУ DA1.1 (DA2.1) и выполняет функции регулятора стереобаланса. Резистором R21 коэффициент усиления каждого канала можно изменять в пределах ±4 дБ.

Второй каскад блока собран на ОУ DA1.2 (DA2.2) и представляет собой модификацию активного тонкомпенсированного регулятора громкости, подробно описанного в [2]. Принцип частотной компенсации этого регулятора в области НЧ основан на изменении при регулировании громкости постоянных времени цепей ООС, охватывающих ОУ — C3R5R7.1 и R7.1R9C6 (C15R26R7.2 и R7.2R30C18), а также изменении АЧХ частотно-зависимого делителя R5R6C4 (R26R27C16) при перемещении движка регулятора громкости R7.1(R7.2). Частотную компенсацию в области высших частот обеспечивает цепь C5R8 (C17R28), включенная параллельно части резистора R7.1 (R7.2). В крайнем левом (по схеме) положении движка R7.1 (R7.2) выполняется условие C3R5=C6(R9+R7.1) (C15R26=C18(R30+R7.2). Цепь C4R6 (C16R27) зашунтирована согласно принципу виртуального замыкания входов ОУ, а цепь C5R8 (C17R28) шунтирует соответствующая секция резистора R7.1 (R7.2), поэтому каскад имеет единичный и частотнонезависимый (в звуковом диапазоне) коэффициент передачи.

АЧХ, формируемые каскадом в крайних и среднем положениях регулятора громкости R7, показаны на рис. 2 и мало отличаются во всем диапазоне регулирования от идеальных кривых тонкомпенсации, построенных на основании кривых равной громкости Флетчера — Мансона [3].

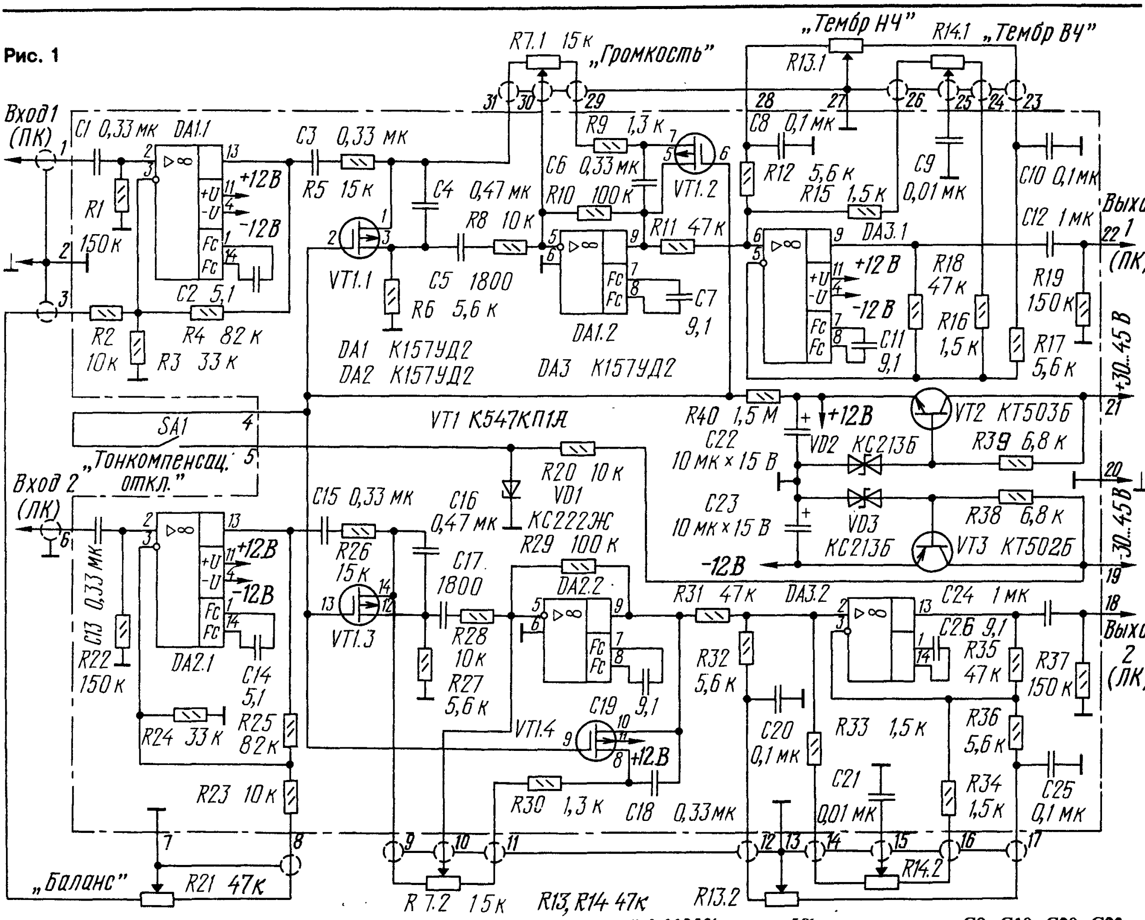
Особенность описанного регулятора громкости — близкая к экспоненциальной зависимость коэффициента передачи на средних частотах при линейной функциональной зависимости сопротивления от угла поворота оси резистора R7. Это обеспечивает максимальную плавность регулирования, так как повороту оси на один и тот же угол соответствуют равные приращения громкости. Электронные коммутаторы на транзисторах VT1.1 и VT1.2 (VT1.3 и VT1.4) позволяют отключить тонкомпенсацию.

На ОУ DA3.1(DA3.2) выполнен активный регулятор тембра низших R13.1 (R13.2) и высших R14.1 (R14.2) частот [4]. На рис.3 показаны АЧХ, формируемые этим каскадом в разных положениях регуляторов. Как видно из рисунка, максимальная глубина коррекции составляет 10 дБ, что вполне достаточно для звуковоспроизводящего комплекса высокой верности. В то же время ограничение глубины коррекции позволило уменьшить рассогласование АЧХ и ФЧХ правого и левого каналов до уровней соответственно не более 0,2 дБ и 3 град. в диапазоне частот 20... 20 000 Гц в любом положении регуляторов (то же самое относится и к регулятору громкости), что важно для сохранения неизменного положения кажущихся источников звука при натуральном стереозвучании.

Применение активных регуляторов громкости и тембра позволило обеспечить требуемый динамический диапазон устройства в целом достаточно простыми средствами.

Для измерения коэффициента гармоник применялась методика с подавлением первой гармоники, описанная в [5]. На рис. 4 приведены спектрограммы сигнала на выходе блока регулировки громкости и тембра при подаче на его вход сигнала от генератора, спектр которого показан на рис. 5 (первая гармоника частотой 1 кГц на обеих спектрограммах подавлена на 60

Рис. 1




дБ). Относительный уровень наибольшей второй гармоники составляет — 108 дБ, что соответствует коэффициенту нелинейных искажений по второй гармонике 0,0004%, а с учетом высших гармоник общий коэффициент гармоник не превышает 0,001%.

Вследствие падения петлевого усиления ОУ на высших звуковых частотах уровень интермодуляционных искажений устройства несколько выше. На рис. 6 показаны спектрограммы выходного сигнала при подаче на вход устройства суммы двух синусоидальных напряжений частотой 19 и 20 кГц. На спектрограмме уровни полезных составляющих (19 и 20 кГц) подавлены на 45 дБ, относительный уровень интермодуляционной составляющей разностной частоты (1 кГц) равен — 92 дБ, что соответствует коэффициенту интермодуляционных искажений 0,0025%.

Блок регулировки питается от стабилизаторов напряжения, выполненных на транзисторах VT2, VT3 и стабилитронах VD2, VD3 и подключенных непосредственно к шинам нестабилизированного источника питания УМЗЧ.

В устройстве применены постоянные резисторы МЛТ-0,125, сдвоенные переменные проволочные прецизионные резисторы СП5-21А-2 (R7, R13, R14) и СП5-21Б (R21). С несколько худшими результатами можно применять СП3-30г (R7, R13, R14) и СП3-30а (R21). В этом случае разбаланс громкости и АЧХ не будет превышать 2 дБ. В качестве оксидных конденсаторов используются К50-16, остальные КМ-4, КМ-5, КМ-6, К73-11. Номиналы всех постоянных резисторов и конденсаторов С3-С6, С9, С15-С18, С21 не должны отличаться от указанных на принципиальной схеме более чем на 5%, конденсаторов С8, С10, С20, С23 — более чем на 10%, остальных — на 20...80%.

Замена ОУ К157УД2 на другие нежелательна ввиду их хороших шумовых свойств и высокой линейности, а также возможности работать на сравнительно низкоомную нагрузку.

Оба канала устройства собраны на печатной плате из стеклотекстолита. Рисунок печатных дорожек показан на рис. 7, а, а расположение деталей — на рис. 7, б.

При пониженных требованиях к разбалансу громкости АЧХ и ФЧХ пределы регулирования громкости и тембра могут быть расширены. Так, чтобы довести глубину регулирования громкости до 60 дБ, следует изменить номиналы четырех резисторов (R6=R27=470 Ом, R9=R30=1 кОм) и двух конденсаторов (С4=С16=1 мкФ), а чтобы увеличить пределы регули-

Рис. 2

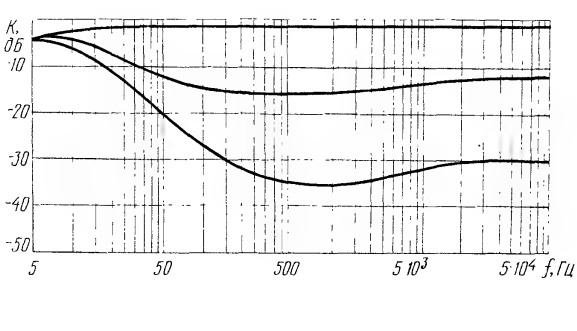
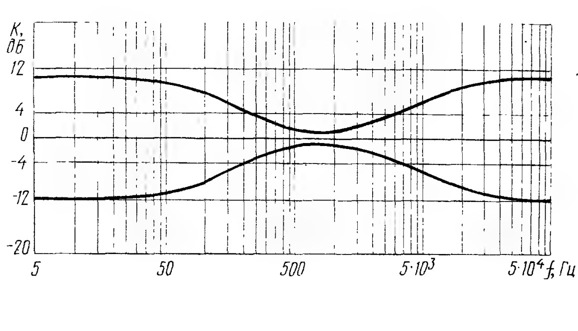



Рис. 3



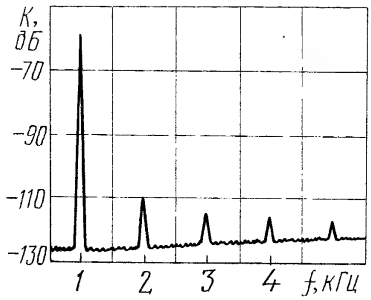



Рис. 4

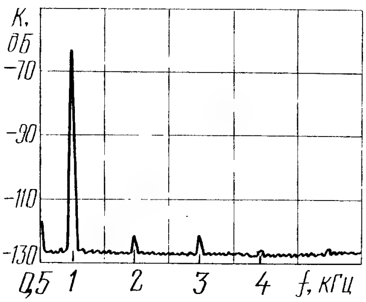



Рис. 5

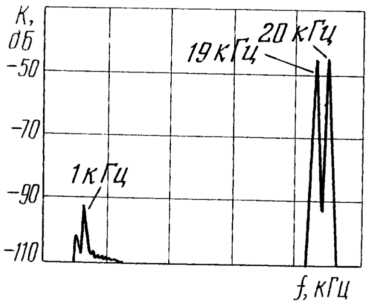



Рис. 6

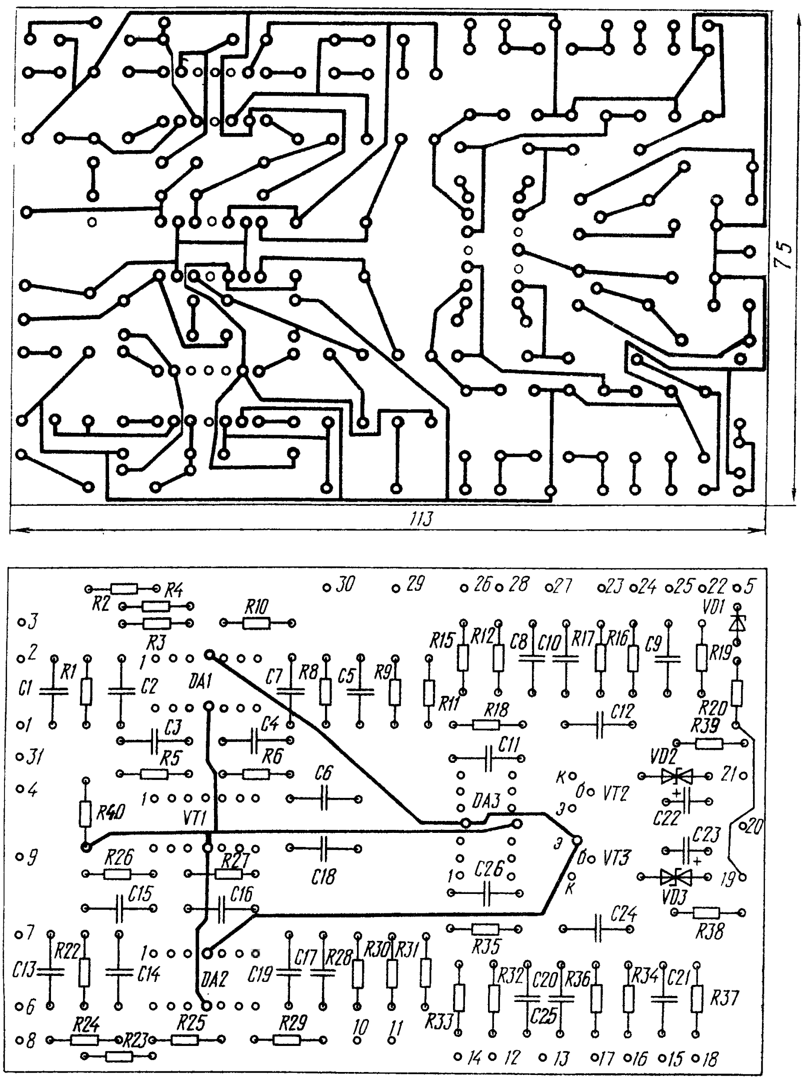



Рис. 7

рования тембра до ±16 дБ, нужно уменьшить сопротивления восьми резисторов (R15=R16=R33=R34=300 Ом, R12==R17=R32=R36= 2,7 кОм).

Налаживания правильно собранный блок регулировки громкости и тембра не требует.

Н. СУХОВ

ЛИТЕРАТУРА

1. **Сухов Н.** УМЗЧ высокой верности. — Радио, 1989, № 6, с. 55—57.

2. **Сухов Н., Бать С., Колосов В., Чупаков А.** Техника высококачественного звуковоспроизведения. — Киев: Тэхника, 1985, с. 27, рис. 2.8, б.

3. **Newcomb A., Young R.** Practical loudness: an active circuit design approach. — Journal of the Audio Engineering Society, 1976, Vol. 24, № 1, pp. 32—35, fig. 1.

4. **Сухов Н., Бать С., Колосов В., Чупаков А.** Техника высококачественного звуковоспроизведения. — Киев: Тэхника, 1985, с. 35, рис. 2.17.

5. **Сухов Н.** УМЗЧ высокой верности. — Радио, 1989, № 7, с. 59, рис. 7.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Введение ступенчатого ослабителя сигнала.**

Ступенчатое ослабление сигнала проще всего реализовать с помощью двухполюсного выключателя, замыкающего накоротко резисторы R4 и R25.

**Замена транзисторов стабилизаторов напряжения.**

Вместо КТ502Б и КТ503Б в стабилизаторах напряжения можно использовать любые транзисторы соответствующей структуры с допустимым напряжением коллектор — эмиттер не менее 45 В, коллекторным током не менее 50 мА и статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ не менее 40.

**Можно ли в устройстве применить переменные резисторы R7, R14, R15 иного, чем указано на схеме, номинала?**

Можно. Во избежание изменения АЧХ и ФЧХ регулятора сопротивление всех резисторов каскада, в который входит заменяемый резистор, необходимо увеличить (уменьшить) во столько раз, во сколько сопротивление нового резистора больше (меньше) исходного (15 кОм), а емкость конденсаторов, наоборот, во столько же раз уменьшить (увеличить). Следует, однако, учесть, что чрезмерное увеличение сопротивления резисторов ведет к повышению уровня шумов, а чрезмерное уменьшение — к росту искажений.

**Какие конкретно элементы устройства подлежат замене при использовании переменных резисторов R7, R13 и R14 иного номинала?**

При увеличении (уменьшении) сопротивления переменного резистора R7 необходимо пропорционально увеличить (уменьшить) номиналы резисторов R5—R10 и во столько же раз уменьшить (увеличить) номиналы конденсаторов C3—C6. Если же приходится заменять переменные резисторы R13 и R14 (кстати, их сопротивления в любом случае должны быть одинаковыми), аналогично следует поступить с резисторами R11—R18 и конденсаторами C8—C10. Таким же образом необходимо изменить номиналы соответствующих резисторов и конденсаторов левого канала.

# ПРОСТОЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕГУЛЯТОР ГРОМКОСТИ

При разработке предлагаемого читателям устройства автор стремился создать электронный регулятор громкости, по техническим характеристикам соответствующий аналогичным регуляторам с использованием ЦАП, но содержащий минимальное число дефицитных радиоэлементов. Для его реализации потребовалось всего восемь микросхем, однако диапазон выполняемых им функций достаточно широк. Это увеличение и уменьшение громкости во время нажатия на соответствующие кнопки «+» и «—», автоматическое плавное снижение громкости до нуля при кратковременном нажатии на кнопку «—Авт.», возможность прерывания этого снижения кратковременным нажатием на кнопку «+», установка желаемого заранее заданного уровня громкости при включении питания и, наконец, светодиодная индикация наибольшего и наименьшего коэффициента передачи регулятора громкости.

Регулятор имеет следующие технические характеристики: число каналов регулирования — 2; диапазон регулирования громкости — не менее 60 дБ; число шагов дискретизации — 256; ток, потребляемый от источника напряжением +15 (—15)В, — не более 10 (6) мА. Характеристика регулирования линейная.

Регулятор может использоваться в простых стереофонических усилителях ЗЧ и звуковоспроизводящих стереокомплексах. Все изменения громкости происходят в обоих каналах синхронно. Раздельная регулировка громкости по каналам требует неоправданного усложнения схемы и к тому же снижает удобство пользования регулятором громкости. По этой же причине было решено отказаться от пошагового регулирования громкости: при 256 дискретах регулирования каждая отдельная ступенька громкости едва ли различима, а реализация такого режима требует дополнительного усложнения схемы. Поэтому функцию выравнивания громкости в стереоканалах целесообразно возложить на регулятор стереобаланса, а пошаговый режим регулирования громкости так или иначе способно обеспечить данное устройство при кратковременном нажатии на кнопку «+» или «—».

Принципиальная схема электронного регулятора громкости приведена на рис. 1. Он состоит из узла управления и преобразователя «Код—громкость». В узел управления входят: устройство подавления дребезга кнопок SB1—SB3 на элементах DD1.1, DD1.3 микросхемы DD1, формирователь сигнала направления счета на элементе DD1.2 микросхемы DD1 и диодах VD3, VD4, триггер автоматического снижения громкости на элементах DD2.1, DD2.2 микросхемы DD2, дешифратор состояний кнопок SB1—SB3 и триггера снижения громкости на элементе DD1.4 микросхемы DD1, генератор импульсов на элементах DD2.3, DD2.4 микросхемы DD2 и реверсивный двоичный восьмиразрядный счетчик с предустановкой на микросхемах DD3, DD4. Транзистор VT1 и светодиод HL1 образуют устройство индикации крайних состояний счетчика, или, что то же самое, максимального и минимального коэффициента передачи регулятора громкости. Сигналы кодовых комбинаций с двоичного счетчика поступают на преобразователь «Код—громкость», выполненный по стандартной схеме ЦАП на микросхемах DA1, DA2 и DA3, DA4.

Работает регулятор громкости следующим образом. При включении питания на резисторе R20 возникает положительный импульс напряжения, вызванный протекающим через него током зарядки конденсатора C6. Под действием этого импульса информация с входов предустановки двоичного реверсивного счетчика переписывается на его выходы и, таким образом, на цифровых входах ЦАП устанавливается код, соответствующий любой желаемой начальной громкости, задаваемой с помощью микропереключателя SA1—SA8. В этом состоянии на выходе переноса 7 счетчика DD4 имеется уровень логической единицы, поэтому транзистор VT1 закрыт и светодиод HL1 не светится. Если ни одна из кнопок SB1—SB3 не нажата, на выходе формирователя сигнала направления счета (точка соединения диодов VD3 и VD4) присутствует уровень логического нуля, соответствующий команде счета на уменьшение. Однако генератор импульсов на элементах DD2.3 и DD2.4 не генерирует, так как его работу запрещает сигнал, соответствующий уровню логического нуля, поступающий на него с дешифратора состояний кнопок (выход 11 элемента DD1.4) через диод VD5 схемы «диодное ИЛИ» (VD5, VD6).

При нажатии на кнопку «+» уровень логического нуля на выходе формирова-

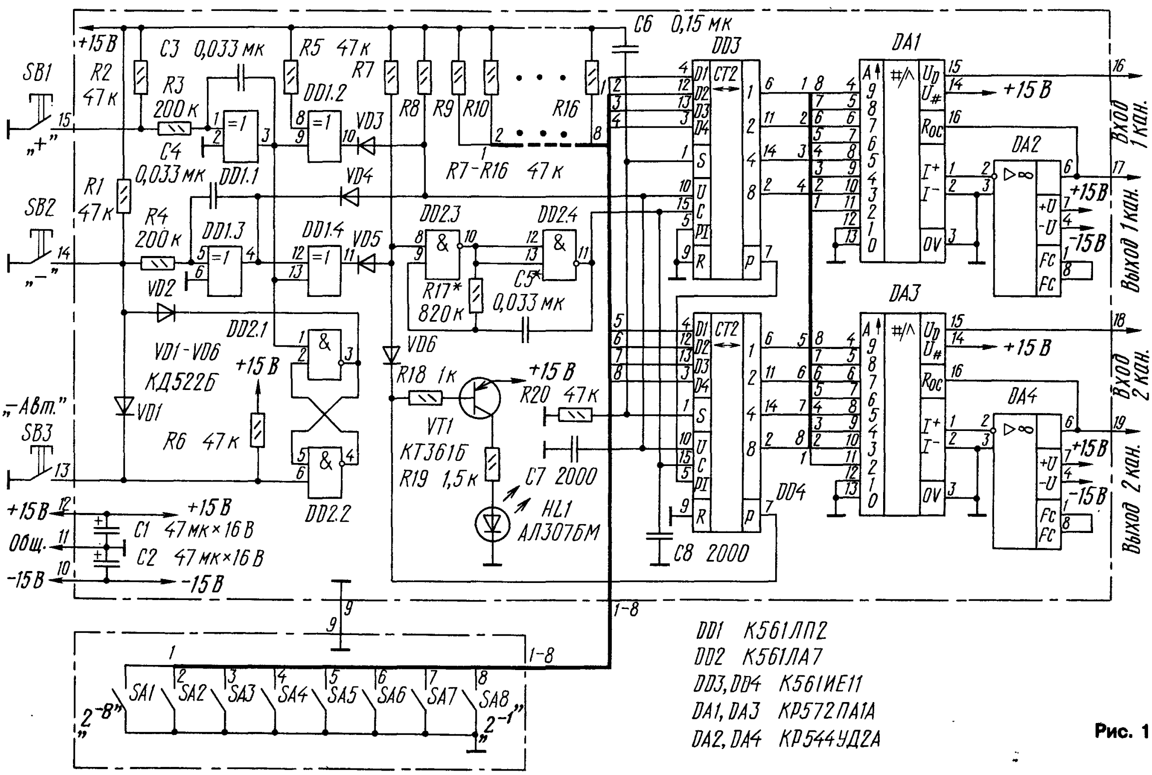



Рис. 1

теля направления счета сменится уровнем логической единицы (команда счета на увеличение) и одновременно с этим изменится состояние выхода дешифратора состояний кнопок, вместо уровня логического нуля появится уровень логической единицы. В результате начнет работать генератор импульсов и реверсивный счетчик будет считать на увеличение до отпускания кнопки «+» или до своего переполнения. В первом случае на вход 8 элемента DD2.3 генератора импульсов через схему «диодное ИЛИ» (VD5, VD6) придет запрещающий его работу сигнал логического нуля с выхода дешифратора состояний кнопок (выход 11 элемента DD1.4), а во втором — с выхода переноса реверсивного счетчика (выход 7 микросхемы DD4). При переполнении счетчика уровень логического нуля, поступающий с выхода переноса разрешает работу устройства индикации и загоревшийся светодиод HL1 будет сигнализировать о достижении верхнего предела громкости.

В режиме уменьшения громкости дешифратор состояния управляется через узел подавления дребезга кнопки SB2 («—») или непосредственно с кнопки «—», или с выхода триггера снижения громкости (выход 3 элемента DD2.1) через диод VD2. Сигнал логического нуля на выход формирователя сигнала направления счета проходит через схему «диодное ИЛИ» (VD3, VD4) либо с выхода узла подавления дребезга кнопки SB2 (выход 4 элемента DD1.3) во время нажатия на кнопку SB2, либо с выхода 10 элемента DD1.2, когда не нажата кнопка SB1. Этот сигнал является для двоичного реверсивного счетчика командой счета на уменьшение.

При нажатии на кнопку «—» счетчик считает на уменьшение до отпускания этой кнопки или до своего переполнения. При нажатии на кнопку «—Авт.» реверсивный счетчик считает на уменьшение до переполнения или до нажатия на кнопку «+», которое переводит триггер снижения громкости в исходное состояние. При кратковременном нажатии на кнопку «+» в процессе автоматического снижения громкости происходит остановка дальнейшего снижения громкости, а при более длительном нажатии на кнопку «+» снижение громкости сменяется ее увеличением.

В случае переполнения счетчика в процессе снижения громкости светодиод HL1 горит постоянно, независимо от положения кнопок «—» и «—Авт.», а в случае переполнения счетчика в процессе увеличения громкости светодиод HL горит только во время нажатия на кнопку «+», так как при ее отпускании меняется логический уровень на выходе формирователя сигнала направления счета и счетчик выходит из режима переполнения.

В данном устройстве функции дешифратора состояний кнопок выполняет логический элемент «Исключающее ИЛИ», что позволило просто и эффективно избежать режима противоречащих команд. Так, в частности, при одновременном нажатии на кнопки «+» и «—», «+» и «—Авт.» или всех трех кнопок вместе на входах дешифратора устанавливаются одинаковые логические уровни (логические нули), поэтому он запрещает работу генератора импульсов и громкость не изменяется. При одновременном нажатии на кнопки «+» и «—Авт.» на входах триггера снижения громкости устанавливается запрещенная комбинация: на обоих входах — логические нули. Так как при этом триггер теряет свои триггерные свойства (на обоих его выходах устанавливается логическая единица), то для исключения режима противоречащих команд кнопка «-Авт.» соединена со входом узла подавления дребезга кнопки «—» через диод VD1. При одновременном нажатии на кнопки «—» и «—Авт.» выполняется функция кнопки «—Авт.»

Конденсаторы C7, C8 служат для повышения помехозащищенности двоичного реверсивного счетчика при изменении режимов его работы.

При изготовлении электронного регулятора использованы резисторы МЛТ-0,125 (номиналы резисторов R1, R2, R5—R16, R20 могут находиться в пределах 33...62 кОм), конденсаторы — КМ-6 и К50-16, кнопки SB1—SB3 —самодельные произвольной конструкции, переключатели SA1—SA8—ВДМ1-8, причем они не обязательно должны иметь восемь групп. Можно ограничиться переключателем из четырех групп, соединив его со входами предустановки счетчика на микросхеме DD4. Входы же предустановки счетчика на микросхеме DD3 нужно в этом случае соединить с общим проводом. Тогда минимальная дискретность предустановки будет равна 1/16 входного напряжения.

Использованные в электронном регуляторе громкости микросхемы КР544УД2А можно заменить К574УД1, К544УД1, К140УД6 и др.

Регулятор громкости, собранный без ошибок, в налаживании практически не нуждается. При необходимости скорость регулирования можно изменить подбором номинала резистора R17 или конденсатора C5.

Питается регулятор от стабилизированного двуполярного источника напряжением ±15 В. Он сохраняет работоспособность без ухудшения параметров при снижении питающего напряжения до ±15 В. При этом лишь уменьшается яркость свечения светодиода HL1.

При необходимости схему описанного регулятора громкости можно незначительно упростить. В данном варианте формирователь сигнала направления счета построен таким образом, что команда счета на увеличение формируется только при нажатии одной лишь кнопки «+», а при ненажатых кнопках или при нажатии любых двух или всех трех кнопок формируется команда счета на уменьшение. Если же из схемы исключить диоды VD3, VD4 и резистор R8 и соединить выход 10 элемента DD1.2 с входами 10 микросхем DD3, DD4 непосредственно, то команда счета на уменьшение будет формироваться только в том случае, если не будет нажата кнопка «+», а при одновременном нажатии кнопок «+» и «—» или «+» и «—Авт.» будет формироваться команда счета на увеличение, но одновременно с этим будет исключаться режим противоречащих команд, поэтому общий алгоритм работы устройства сохраняется.

**С. КОЛЕСНИЧЕНКО**

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Печатная плата.**

Чертеж печатной платы устройства и расположение деталей на ней показаны на рис. 2. Плата изготовлена из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Можно использовать и материал, фольгированный с одной стороны. В этом случае со стороны деталей (до их монтажа) вместо печатных проводников необходимо установить проволочные перемычки (например, из провода ПЭВ-2 0,3...0,4 или тонкого монтажного провода МГТФ, МГШВ и т. п.)

При использовании двустороннего фольгированного материала печатные проводники, расположенные на разных сторонах платы, следует соединить пайкой выводов деталей соответствующих элементов или проволочных перемычек, пропущенных через предназначенные для этой цели отверстия.

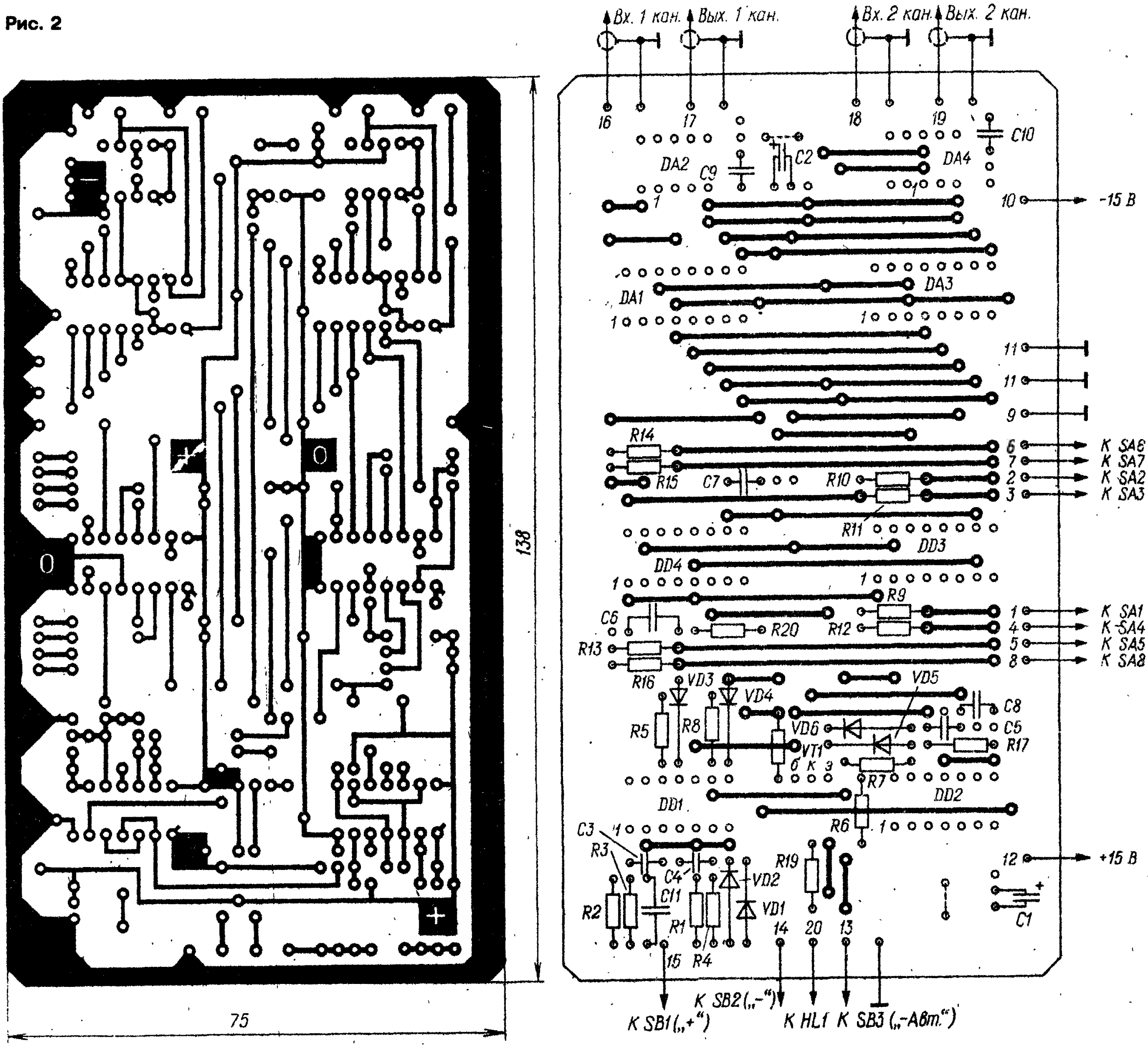
Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ-0,125, С2-33-0,125, конденсаторов К50-6, К50-16, К50-35 (C1, C2), К10-17а, К73-9, К73-17 (C5), КМ-5, КМ-6, К10-17а, К10-7в (остальные). Оксидные конденсаторы монтируют параллельно плате и крепят к ней проволочными скобками, припаянными к соответствующим печатным проводникам.

Кроме указанных на схеме (см. статью), на печатной плате изображены конденсаторы C9, C10, (КМ-5, КМ-6, К10-17 емкостью 0,15...1 мкФ) и C11 (КМ-5, КМ-6 емкостью около 2000 пФ). Первые два из них включены параллельно оксидным конденсаторам C1, C2, третий шунтирует контакты кнопки SB1 и предназначен для начальной установки RS-триггера на элементах DD2.1, DD2.2 при включении питания. Этот конденсатор устанавливают (и при необходимости подбирают) только в том случае, если с включением питания регулятор переходит в режим автоматического снижения громкости.

Для упрощения топологии печатной платы в рассматриваемом варианте изменен порядок включения элементов ИС DD1, DD2: в качестве DD1.2 и DD1.4 использованы элементы с выводами 12, 13, 11 и 8, 9, 10, а в качестве DD2.1 — DD2.4 — элементы с выводами 6, 5, 4; 2, 1, 3; 13, 12, 11; 8, 9, 10 (первые два числа — номера выводов входов, считая сверху, третье — номер вывода выхода).

При использовании ОУ, у которых выводы 1 и 8 не

Рис. 2




должны соединяться друг с другом (например, К544УД1, К140УД6, К153УД2), печатные перемычки между ними необходимо перерезать. К контактным площадкам, соединенным с этими выводами, можно подключить конденсаторы частотной коррекции, необходимые для устойчивой работы некоторых ОУ (например, К153УД2).

# ИНДИКАТОР УРОВНЯ СИГНАЛА

Предлагаемое вниманию радиолюбителей устройство может быть использовано в качестве индикатора стереобаланса и уровня выходного сигнала. Его можно подключить как к выходам усилителей мощности ЗЧ, так и к линейным выходам любых звуковоспроизводящих устройств.

**Основные технические характеристики**

| | |
|---|---|
| Динамический диапазон на частоте 1 кГц, дБ | 25 |
| Время интеграции, мс | 10 |
| Время обратного хода, мс | 150 |
| Число сегментов шкалы | 14 |
| Напряжение питания, В | 27 |
| Потребляемый ток, А | 0,2 |

Принципиальная схема индикатора приведена на рис. 1. На его входе установлены выпрямители на диодах VD1, VD3 и VD2, VD4, на которые через входные делители R5, R6 и разделительные конденсаторы С3, С4 поступают сигналы с выходов левого и правого каналов радиоустройств. Выпрямленные и отфильтрованные конденсаторами С5, С6 сигналы поступают на транзисторный коммутатор VT3, VT4. Работой вакуумно-люминесцентного индикатора (ВЛИ) HG1 управляет мультивибратор на транзисторах VT1, VT2. Он вырабатывает парафазные импульсы, попадающие затем на сетки индикатора в такт с подключением входов стереофонических сигналов. В результате сигналы с левого и правого каналов поочередно (и синхронно с напряжением на сетках) поступают на транзисторные ключи А1 — А14 (на рисунке показан первый А1 и последний А14), каждый из которых срабатывает при определенном напряжении сигнала на базе его транзистора. Порог срабатывания ключа определяется напряжением на эмиттере его транзистора и зависит от сопротивления резисторов 1R2—14R2. Когда напряжение сигнала превысит напряжение на эмиттере транзистора (примерно на 0,6 В), он откроется и соответствующий сегмент ВЛИ начнет

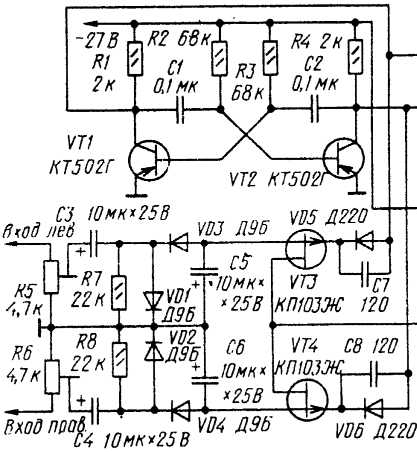



Рис. 1

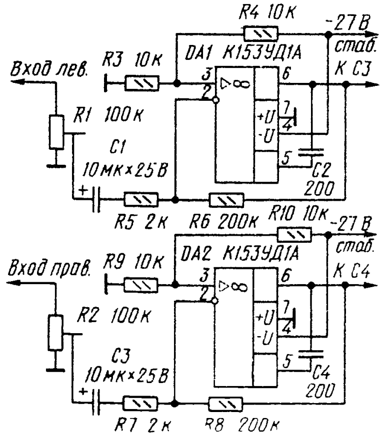
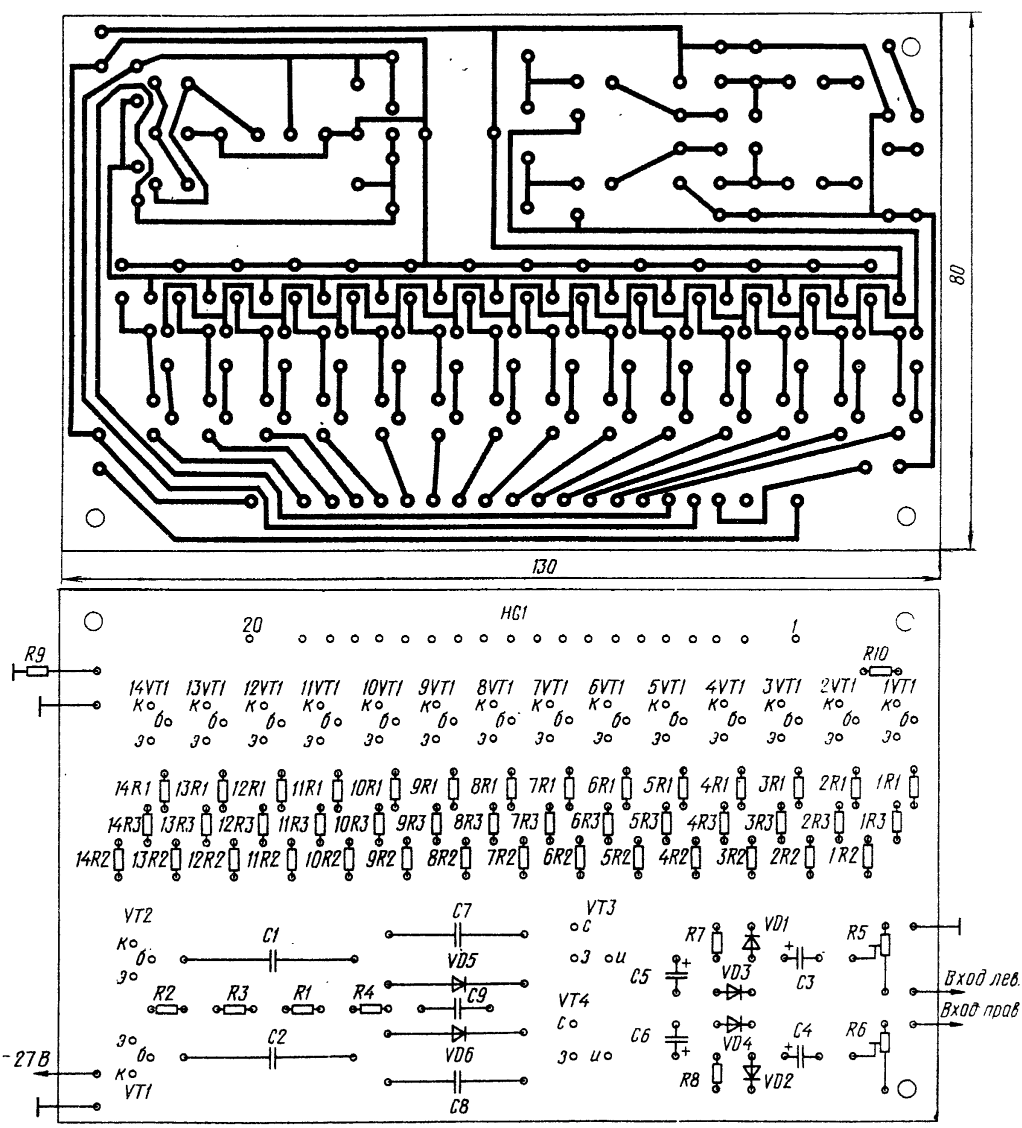



Рис. 2

Рис. 3



светиться. Сопротивления резисторов 1R2—14R2 (в килоомах), при которых обеспечивается индикация сегментами определенной регистрируемой выходной мощности при постоянном сопротивлении нагрузки, можно рассчитать по формуле: $R2=(27{,}6-\sqrt{PR_н})/(\sqrt{PR_н}-0{,}6)$,
где P — регистрируемая выходная мощность, Вт,
$R_н$ — сопротивление нагрузки,Ом.

При подключении индикатора к линейным выходам радиоустройств с небольшим напряжением выходного сигнала необходимо повысить его чувствительность. Для этого к нему следует подключить усилитель напряжения на двух ОУ DA1 — DA2 (рис. 2).

В индикаторе использованы резисторы МЛТ-0,125, (R9 — составлен из нескольких параллельно соединенных резисторов). Диоды VD5, VD6 — Д220, КД503 и им подобные. Транзисторы 1VT1 — 14VT1 любые из серии КТ502 (В, Г), с коэффициентом передачи тока $h_{21}>60$.

Индикатор собран на плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита размерами 130х80 мм (рис.3). Плата с предусилителем на ОУ DA1, DA2 монтируется отдельно. Для увеличения контрастности и облегчения считывания информации ВЛИ рекомендуется закрыть нейтральным светофильтром (ГОСТ 9411—81) с коэффициентом пропускания светового потока 0,2...0,3.

Так как индикатор может создавать помехи, его не рекомендуется размещать рядом с магнитными головками, микрофонными усилителями и другими чувствительными к наводкам устройствами.Лучше всего поместить его в экран.

Налаживание индикатора начинают с подбора такого резистора R9, при котором напряжение на нити накала ВЛИ находилось бы в пределах 3...3,8 В. Затем на вход левого и правого каналов поочередно подают сигнал частотой 1000 Гц и напряжением, соответствующим развиваемому усилителем при номинальной выходной мощности и заданном сопротивлении нагрузки $U=\sqrt{PR_н}$, где P — номинальная выходная мощность, Вт, $R_н$ — сопротивление нагрузки, Ом). После этого подстроечными резисторами R5, R6 добиваются свечения всех зеленых сегментов HG1 до отметки «0 дБ» соответственно для левого и правого каналов. Так, при выходной мощности 50 Вт и сопротивлении нагрузки 4 Ом, соответствующее уровню «0 дБ», входное напряжение равно 14,1 В. И в заключение подбирают резистор R10 такого сопротивления, при котором яркость свечения шкалы, надписей «левый» и «правый», а также первых сегментов каналов была одинакова с яркостью свечения остальных сегментов.

**О.ЖЕЛЮК**


ЛИТЕРАТУРА

1. **Лисицин Б.** Низковольтные индикаторы. — М.: Радио и связь, 1985.
2. **Папуш В., Снесарь В.** «Радиотехника-101-стерео». — Радио, 1984, № 9, с. 29-32.
3. **Федоров С.** Индикатор выходной мощности. — Радио, 1983, № 3, с. 44.
4. **Лукьянов Д.** Многофункциональный индикатор. — Радио, 1984, № 11, с. 38—40.


**От редакции.** Усилитель, выполненный по схеме, показанной на рис. 2, в 50 раз будет усиливать пульсации источника питания, поэтому входы 3 DA1, DA2 целесообразно подключить к общему проводу через конденсаторы емкостью 10 мкФ на напряжение 15 В. Вполне достаточно одного делителя и одного конденсатора на два ОУ. В этом случае полярность конденсаторов С3, С4 индикатора (рис. 1) следует изменить на обратную.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О схеме соединений печатной платы.**

Контактная площадка, расположенная рядом с площадкой, к которой припаян вывод резистора R9 (см. рис.3), не должна соединяться с общим проводом. Она предусмотрена на тот случай, если нить накала вакуумно-люминесцентного индикатора предполагается питать от отдельного источника напряжением 3,5 В. В этом случае ее соединяют с минусовым выводом источника, а расположенную рядом площадку — с плюсовым (резистор R9 исключают).

**О напряжении питания индикатора.**

Для сохранения полученной при налаживании точности калибровки питать индикатор необходимо стабилизированным напряжением. Его номинальное значение может быть любым в пределах 27...32 В, однако это должно быть учтено при расчете сопротивления резисторов R2 (вместо 27,6 в формулу надо вписать число, равное $U_{пит}+0{,}6$).

**Печатная плата усилителя напряжения.**

На рис. 1 приведена печатная плата усилителя напряжения, собранного в соответствии с примечанием «от редакции» в конце статьи.

**О замене деталей.**

В ключах А1—А14 индикатора применимы транзисторы КТ502В—КТ502Е, КТ3107А, КТ3107Б, КТ3107Е, КТ361В — КТ361Е. В мультивибраторе можно использовать транзистор КТ203А. В коммутаторе возможна замена на полевые транзисторы КП103К — КП103М.

Вместо ОУ К153УД1А в усилителе напряжения подойдут микросхемы К153УД2, К553УД1, К553УД2, К140УД6 — К140УД9 с необходимыми цепями коррекции.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

# КОМБИНИРОВАННЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ

**ПРИЗЕР КОНКУРСА ЖУРНАЛА "РАДИО"**

Описания генераторов сигналов с широким спектром частот уже неоднократно появлялись на страницах журнала. Однако на базе этих разработок создание генератора сигналов радиочастот (РЧ) с поддиапазоном звуковых частот (ЗЧ) не представляется возможным. В описываемом генераторе предлагается техническое решение построения универсального прибора, выполняющего формирование колебаний как ЗЧ (0...20 кГц), так и РЧ (0,15...30 МГц) сигналов. При этом изменение частоты в поддиапазоне ЗЧ осуществляется тем же функциональным элементом (конденсатором переменной емкости), что и на РЧ поддиапазонах.

Прибор предназначен для настройки РЧ и ЗЧ каналов радиоприемников, передатчиков, УЗЧ и узлов звуковоспроизводящей аппаратуры. Весь диапазон частот генерируемых сигналов разбит на 10 поддиапазонов: 0...20, 150...450, 400...500 кГц, 0,5...1,5, 1,5...4,5, 4...11, 9...15, 13...21, 18...26 и 21...30,5 МГц.



Рис. 1

Напряжение сигналов РЧ с максимальной амплитудой 0,5 В (выход XS3) можно использовать для настройки отдельных LC колебательных контуров и измерения параметров индуктивности и емкости элементов. Высокочастотный выход (XW1) с амплитудой 100 мВ предназначен для работы с выносным аттенюатором, имеющим коэффициент деления 1:1, 1:10, 1:100, 1:1000.

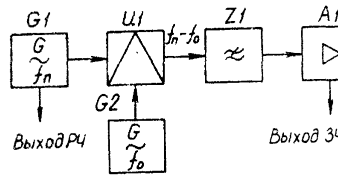
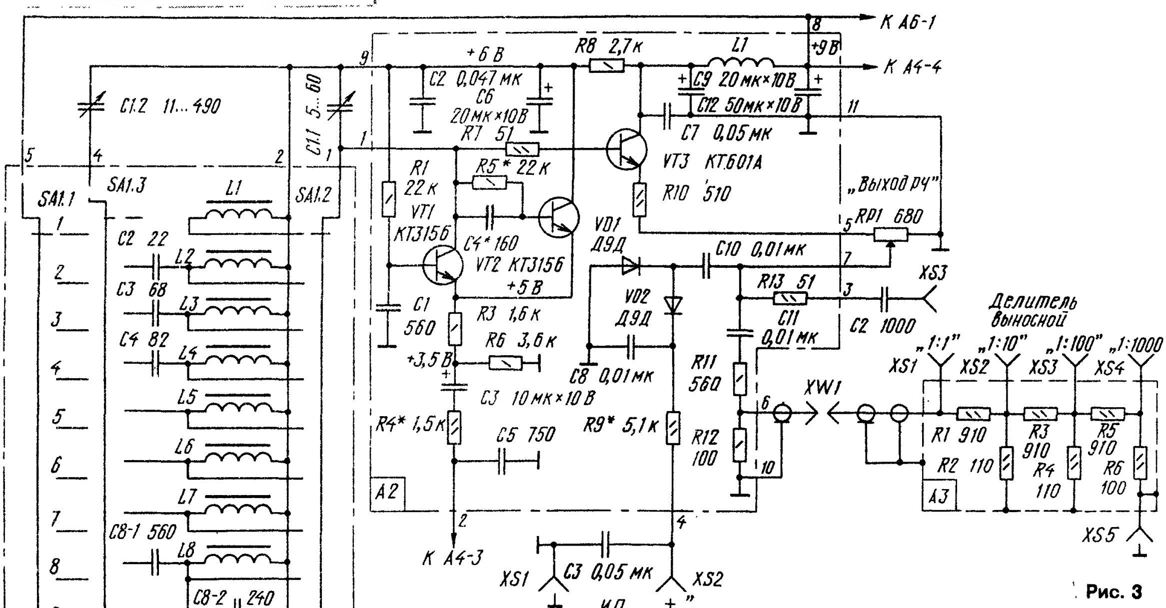



Рис. 2



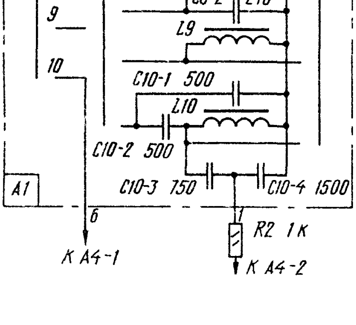



Рис. 3

Универсальный прибор имеет встроенный модулятор — генератор с частотой 1000 Гц и выходным напряжением 0,5...0,6 В. Максимальная глубина модуляции на частотах до 10 МГц — 50%, свыше 10 МГц — 70%.

Сигналы ЗЧ с максимальной амплитудой 0,5 В имеют плавную регулировку с выходом на внутренний аттенюатор (1:1, 1:10 и 1:100). Нелинейные искажения генерируемых колебаний ЗЧ в интервале частот 0,4...20 кГц — менее 6%, неравномерность АЧХ в указанном интервале частот — 10%. Для расширения эксплуатационных возможностей канала ЗЧ в прибор введен отдельный УМЗЧ с выходной мощностью 1 Вт.

Потребляемая прибором мощность от сети при работе на поддиапазонах РЧ — 0,4, ЗЧ — 0,8 и при работе встроенного УМЗЧ — 4 Вт. Прибор смонтирован в корпусе (рис. 1) из дюралюминия и имеет размеры 194x150x85 мм, масса прибора с высокочастотным кабелем РК75 (длина 0,7 м) и аттенюатором не превышает 1,5 кг.

Характерная особенность построения канала ЗЧ (его структурная схема показана на рис. 2) заключена в способе получения колебаний звуковых частот. Он основан на выделении фильтром нижних частот (ФНЧ) сигнала разностной частоты $f_{зч} = f_п - f_о$ из гармоник сигналов смесителя, на вход которого поданы сигналы двух высокочастотных генераторов — перестраиваемого с частотой $f_п$ и стабильной частоты $f_о$. В данном приборе приняты значения $f_{п макс} = f_о = 320$ кГц и $f_{п мин} = 300$ кГц, что обеспечивает $f_{зч макс} = f_о - f_{п мин} = 20$ кГц.

Конструкция прибора модульная и состоит из четырех блоков: А1 (узел коммутации поддиапазонов), А2 (генератор радиочастотных колебаний), А4 (модулятор и формирователь колебаний сигналов ЗЧ), А6 (УМЗЧ и блок питания) и двух аттенюаторов А3 и А5.

**Узел коммутации поддиапазонов** (А1). Его схема приведена на рис. 3. Этот блок выполняет функции коммутации катушек индуктивностей L1 — L10 и конденсаторов C1 — C10 колебательных контуров задающего РЧ генератора и включения канала ЗЧ. Цифровой индекс катушек индуктивностей и конденсаторов отражает принадлежность

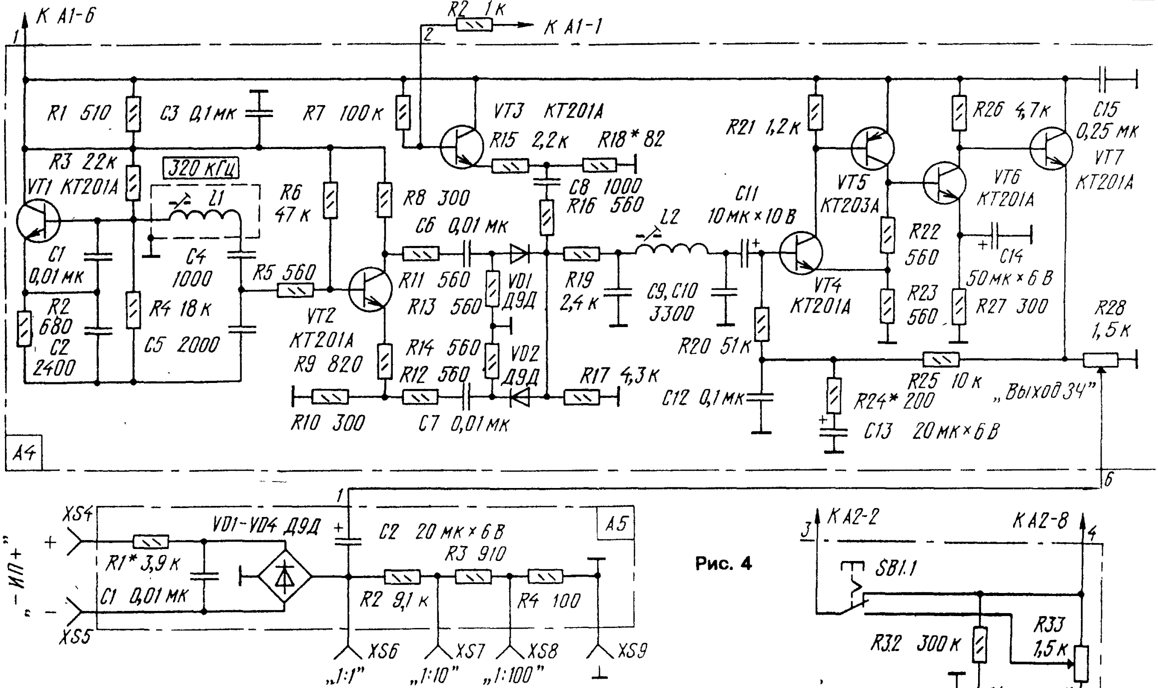
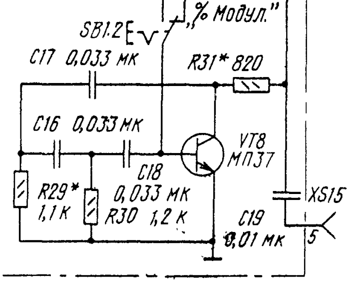



Рис. 4




к тому или иному поддиапазону, поэтому в индексации конденсаторов имеются пропуски, а в поддиапазонах 8 и 10 несколько конденсаторов имеют одинаковые позиционные обозначения (для их различия введены дополнительные индексы).

**Генератор радиочастотных колебаний** (А2). Блок состоит (рис. 3) из задающего каскада на транзисторах VT1 и VT2, выполненного по схеме балансного усилителя с коллекторно-эмиттерной связью между транзисторами. В цепь коллектора транзистора VT1 подключен частотоопределяющий колебательный LC-контур блока А1. На транзисторе VT3 выполнен эмиттерный повторитель, согласующий работу генератора РЧ колебаний с нагрузкой и цепями подключения измерительных приборов. Плавная регулировка уровня выходного сигнала производится переменным резистором RP1. Для индикации уровня выходного сигнала милливольтметром постоянного тока в блоке предусмотрен двухполупериодный выпрямитель РЧ колебаний, выполненный на диодах VD1 и VD2. Выпрямленное напряжение через резистор R9 выведено на разъем XS2.

Суммарное значение тока транзисторов VT1 и VT2 не превышает 1 мА. Управление этим током происходит по цепи с выводом 2, чем и достигнута модуляция высокочастотных колебаний низкочастотным сигналом с частотой 1000 Гц.

Нормированное напряжение для регулировки радиочастотных трактов аппаратуры выведено через коаксиальный соединитель XW1 на аттенюатор А3. Аттенюатор выполнен в виде делителя напряжения сигнала и имеет три ступени деления, от каждой из которых сделан вывод на соответствующий выход.

**Формирователь сигнала ЗЧ и модуляционный генератор** (А4). В блок (рис.4) входит генератор стабильной частоты 320 кГц, выполненный по схеме емкостной трехточки на транзисторе VT1. Колебания генератора с емкостного делителя С4С5 через буферный каскад на транзисторе VT2, одновременно выполняющий и функции формирования парафазных сигналов с частотой $f_о$ подаются на диодный смеситель (VD1VD2). К общей точке включения диодов через эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 с делителем R15R18 поступает сигнал $f_п$ задающего генератора с перестраиваемой частотой. В результате работы смесителя на нагрузке — резисторе R17 — формируются напряжения сигналов разностных частот ($f_о - f_п$), а также гармонических и комбинационных составляющих.

Выделение сигнала звуковой частоты выполняется фильтром нижних частот (ФНЧ) C9L12C10 с частотой среза 25 кГц. На транзисторах VT4—VT7 выполнен усилитель звуковой частоты с глубокой отрицательной обратной связью (ООС). Элементы С12 и R24 цепи ООС корректируют АЧХ в области нижних и средних частот, а R20 и R25 осуществляют стабилизацию режима работы усилителя по постоянному току.

Выходной сигнал с переменного резистора R28 подается на аттенюатор ЗЧ (блок А5).

На транзисторе VT8 выполнен модулирующий генератор. Он формирует синусоидальный сигнал частотой 1000 Гц.

**УМЗЧ и блок питания** (А6). Схема устройств показана на рис. 5. УМЗЧ трехкаскадный на транзисторах VT1—VT4 выполнен по типовой схеме усилителя постоянного тока с бестрансформаторным выходом. И

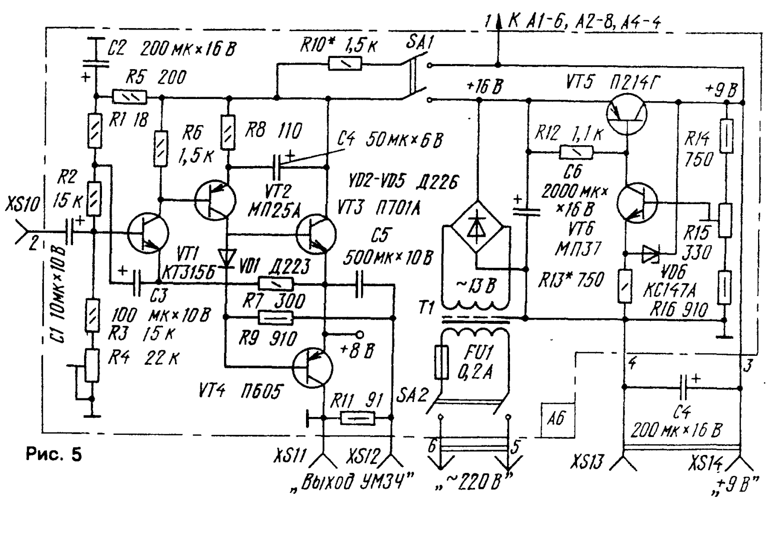



Рис. 5

вход и выход УМЗЧ выведены на гнезда, что позволяет использовать его не только при работе с генерируемыми самим прибором сигналами, но и при необходимости использовать УМЗЧ как нормирующий при работе с внешними сигналами звуковой частоты. Для работы в таком режиме предусмотрено автономное включение УМЗЧ по цепи питания + 16В тумблером SA1.

Блок питания состоит из трансформатора питания Т1, мостового двухполупериодного выпрямителя на диодах VD2—VD5 и компенсационного стабилизирующего устройства на транзисторах VT5 и VT6.

Выпрямленный ток с напряжением + 16 В сглаживается конденсатором С6 и используется для питания УМЗЧ и для подачи на стабилизатор питания. Напряжение на выходе стабилизатора + 9 В. Предложенный вариант компенсационного стабилизатора хотя и не содержит специальных элементов защиты, но обладает триггерным свойством, используемым для его защиты от перегрузок. В нормальном режиме работы (потребляемый ток менее 150 мА) увеличение выходного тока $I_{вых}$ ведет к увеличению тока $I_э$ управляющего транзистора VT6 и уменьшению тока $I_{ст}$ стабилитрона VD6. Суммарный ток $I_э+I_{ст}$ с увеличением тока $I_{вых}$ также уменьшается. В этом режиме при колебаниях напряжения на нагрузке в цепь база—эмиттер транзистора VT6 поступает напряжение с полярностью, соответствующей ООС. При возникновении перегрузки ток $I_{ст}$ = 0, что эквивалентно разрыву цепи, связывающей эмиттер транзистора VT6 с цепью выхода. В результате этого полярность напряжения на переходе база—эмиттер транзистора VT6 меняется на обратную, обратная связь становится положительной и малейшее уменьшение выходного напряжения, вызванное увеличением $I_{вых}$, приводит к лавинообразному закрыванию транзисторов VT6 и VT5.

**Детали**. Конструкция комбинированного генератора выполнена с учетом имеющихся у радиолюбителей радиоэлементов, которые могли скопиться у них в результате длительных занятий любимым делом. Именно по этой причине при разработке схемотехники сделан упор на применение полупроводниковых приборов, в свое время весьма популярных у радиоконструкторов. Но это не значит, что использование более современной элементной базы невозможно. Например, вместо КТ201А, КТ315Б, МП37 вполне подойдут транзисторы групп КТ3102, КТ368, вместо КТ203А, МП25А — КТ208, КТ209, КТ3107, транзисторы П605, П214Г заменимы транзисторами групп КТ814, КТ973, а П701 — КТ815 и КТ972 с тем же буквенным индексом, что и транзистор VT4 и блока А6.

Аналогичный подход и к выбору конденсаторов и резисторов. В авторской конструкции были использованы керамические конденсаторы КТ-1, КТ-2, КЛС, К10-7В, слюдяные КСО-1, металлобумажные МБМ, оксидные К50-6, К50-12. Кроме названных, пригодны керамические конденсаторы КМ-3, КМ-4, КМ-5, КМ-6, К73-11 и другие.

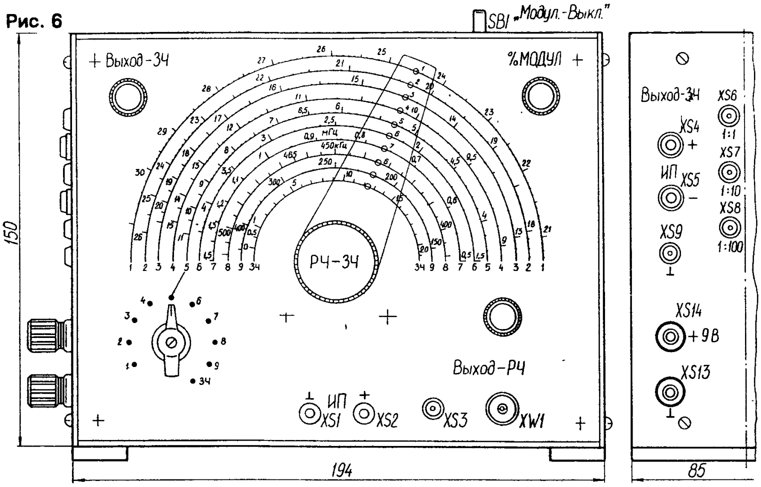
Блок конденсаторов переменной емкости (КПЕ) С1 двухсекционный от старых ламповых радиол. Секция КПЕ С1.1 подвергнута доработке. Для получения изменения емкости в указанных пределах она содержит три статорных и две роторные пластины, остальные аккуратно демонтированы. Постоянные резисторы — МЛТ, переменные — СП3-9а.

Переключатель поддиапазонов SA1 блока А1 галетный ПГ2 или ПГ3 с функцией 11П3Н. Он дополнен стеклотекстолитовой платой для размещения катушки L10 в броневом сердечнике. Эта плата закреплена на стягивающих шпильках переключателя.

| Блок | Катушка | Число витков | Провод | Магнитопровод | Индуктивность, мкГн |
|---|---|---|---|---|---|
| А1 | L1 | 12 | ПЭВ-2,05 | СЦР-1 | 0,59 |
| | L2 | 6 | ПЭЛШО 0,24 | К8х3х2 М100НН | 0,68 |
| | L3 | 7 | ПЭЛШО 0,24 | К8х3х2 М100НН | 0,97 |
| | L4 | 9 | ПЭЛШО 0,24 | К8х3х2 М100НН | 1,69 |
| | L5 | 12 | ПЭЛШО 0,24 | К8х3х2 М100НН | 2,92 |
| | L6 | 9 | ПЭВ-2 0,2 | К8х3х2 М1000НН | 18,74 |
| | L7 | 27 | ПЭВ-2 0,2 | К8х3х2 М1000НН | 169,0 |
| | L8 | 34 | ПЭВ-2 0,2 | К8х3х2 М1000НН | 270,0 |
| | L9 | 54 | ПЭВ-2 0,2 | К10х6х5 М1000НН | 1874,0 |
| | L10 | 70 | ПЭВ-2 0,12 | СБ-12а | 301,0 |
| А2 | L1 | 150 | ПЭЛШО 0,1 | СЦР-1 | 100,0 |
| А4 | L1 | 90 | ПЭЛШО 0,12 | СБ-12а | 480,0 |
| | L2 | 1800 | ПЭВ-2 0,12 | ПС2,8х10 М1500НМ3 | 20000,0 |

Однокнопочный включатель модуляции SB1 (блок А4) — П2К с фиксацией в нажатом положении. Включатель питания УЗЧ SA1

Рис. 6




(блок А6)— МТ1-2, а включатель сетевого напряжения SA2—ТП1-2.

Плавкий предохранитель FU1 типа ВП-1 установлен в держатель предохранителя ДП1-1.

Все гнезда XS1—XS14 (кроме XS10) — типа КП-1, XS10—ГИ-1,6.

Трансформатор питания Т1 выполнен на магнитопроводе ПЛ10*25. Сетевая обмотка (она укладывается на каркас первой) имеет 3080 витков провода ПЭВ—2 0,11. Экранирующая обмотка выполнена в виде одного слоя рядовой намотки тем же проводом. Понижающая обмотка имеет 280 витков провода ПЭВ-2 0,31.

Намоточные данные катушек блоков А1, А2 и А4 приведены в таблице.

Катушка L1 блока А1 намотана с шагом 0,5 на каркасе из полистирола с внешним диаметром 8 и длиной 16 мм. В блоке А2 катушка L1 выполнена на резисторе ВС-0,25. Катушка L2 блока А4 многослойная, намотана на отрезке полихлорвиниловой трубки диаметром 3 и длиной 10 мм, одетой на магнитопровод.

**Конструкция**. Корпус прибора выполнен из дюралюминиевых пластин толщиной 2 мм. Панели корпуса между собой

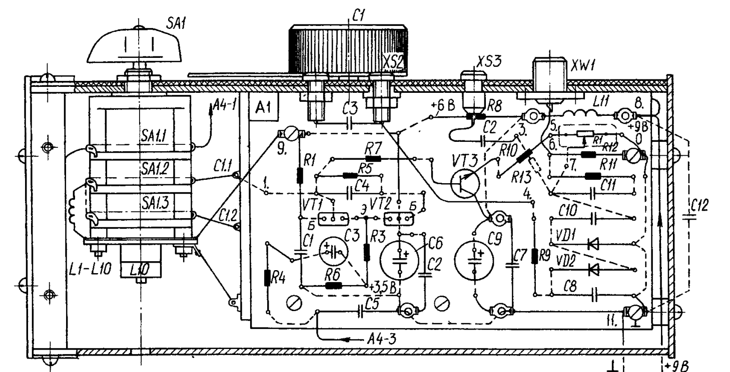
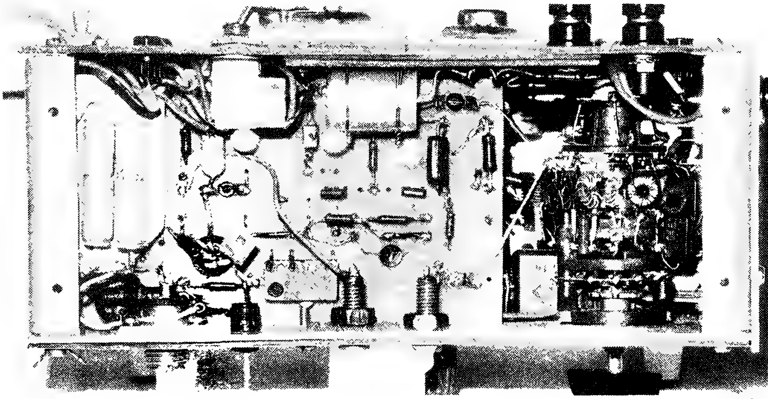


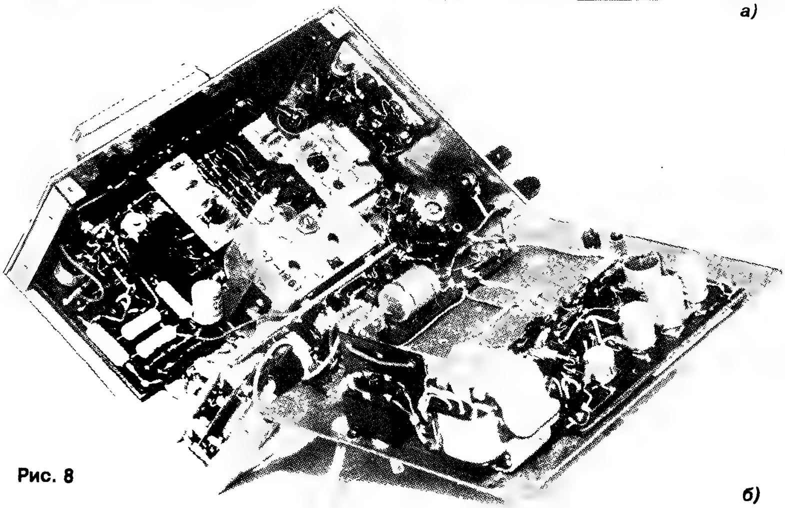

Рис. 7



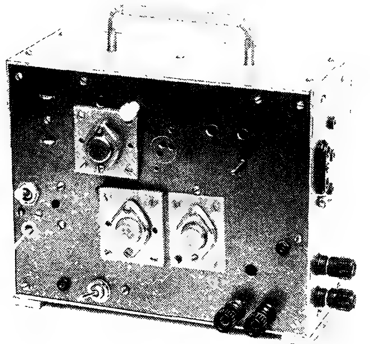
а)

чатели сетевого напряжения и питания УМЗЧ, трансформатор T1, гнезда входных и выходных сигналов УМЗЧ) закреплены на задней панели прибора (рис. 8, в и 11). Причем транзистор VT4 можно расположить непосредственно на панели, а транзисторы VT3 и VT5 на дополнительных теплоотводящих пластинах размерами 45x45 мм. Пластины через изолирующие втулки закреплены на задней панели. Если у радиолюбителя имеются тонкие слюдяные прокладки, то транзисторы VT3 и VT5 можно разместить непосредственно на задней стенке корпуса без дополнительных теплоотводов.

**Регулировка.** Налаживание прибора следует начать с установки напряжения на выходе компенсационного стабилизатора (оно должно быть в пределах 8,6...9 В) и проверки подачи его ко всем блокам.



б)



в)

Рис. 8

скреплены с помощью алюминиевых уголков 10 х 10 мм.

На передней панели закреплены блок КПЕ, переменный резистор регулятора уровня выхода РЧ (RP1), переключатель поддиапазонов и гнезда. Блок КПЕ не должен иметь электрического контакта с корпусом, поэтому его следует вначале закрепить на изоляционной прокладке из гетинакса толщиной 5 мм, а затем прокладку установить на переднюю панель. Концентрически относительно оси КПЕ на лицевой стороне (рис. 6) расположены градуированные по частоте шкалы всех поддиапазонов генератора.

Монтаж элементов блоков выполнен на отдельных платах навесным способом с использованием монтажных распаечных стоек и штырьков.

Элементы блока А1 (катушки индуктивности, конденсаторы) расположены и распаяны непосредственно между ламелями переключателя диапазонов SA1 и на дополнительной плате, закрепленной на этом переключателе (рис. 7, 8, а и 9).

Плата блока А2 (рис.7) с элементами крепится к нижней плоскости блока КПЕ и уголком к одной из боковых стенок (рис. 8,б и 9).

Аттенюатор А3 выполнен в виде отдельной конструкции вне самого генератора. Элементы блока распаяны непосредственно между выводами гнезд и размещены в металлическом прямоугольном корпусе с размерами 80x35x15 мм. В качестве гнезд применены элементы розетки шлангового разъема типа ШР (возможно применение гнездовых контактов и от других разъемов).

Плата блока А4 (рис. 9) размещена на передней панели. Переменные резисторы R28 и R33 закреплены непосредственно на плате, а их оси через отверстия в передней панели выходят наружу.

Плата аттенюатора А5 (рис.9) и соответствующие его гнезда расположены на правой (от оператора) боковой стенке прибора.

Плата А6 (рис. 10) и элементы блока питания УМЗЧ (мощные транзисторы, вклю-

Проверку генерации радиочастотных колебаний следует провести осциллографом, подключив его «Вход Y» параллельно резистору R12 блока А2. Убедившись в наличии колебаний, следует частотомером определить значения частот и отградуировать шкалы на всех поддиапазонах. Если при проверке генерации колебаний будет отмечена неудовлетворительная их форма, то следует более тщательно подобрать резистор R5 и конденсатор С4 блока А2 (на схеме

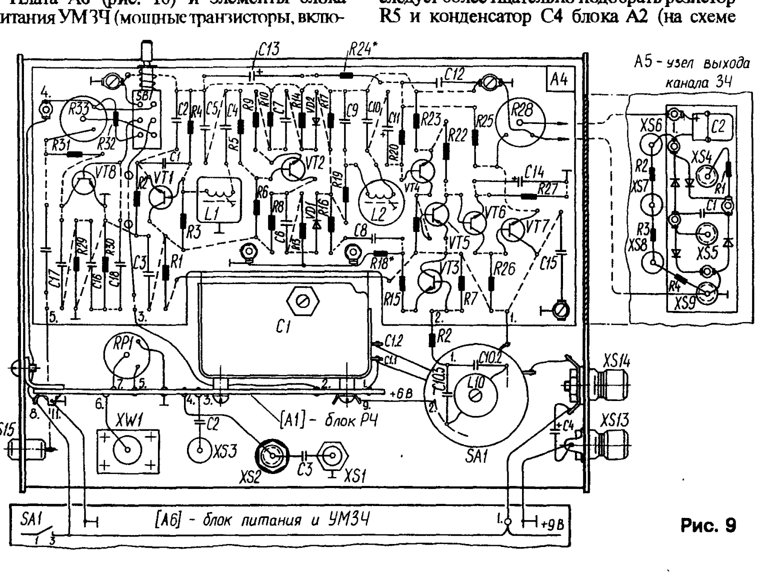
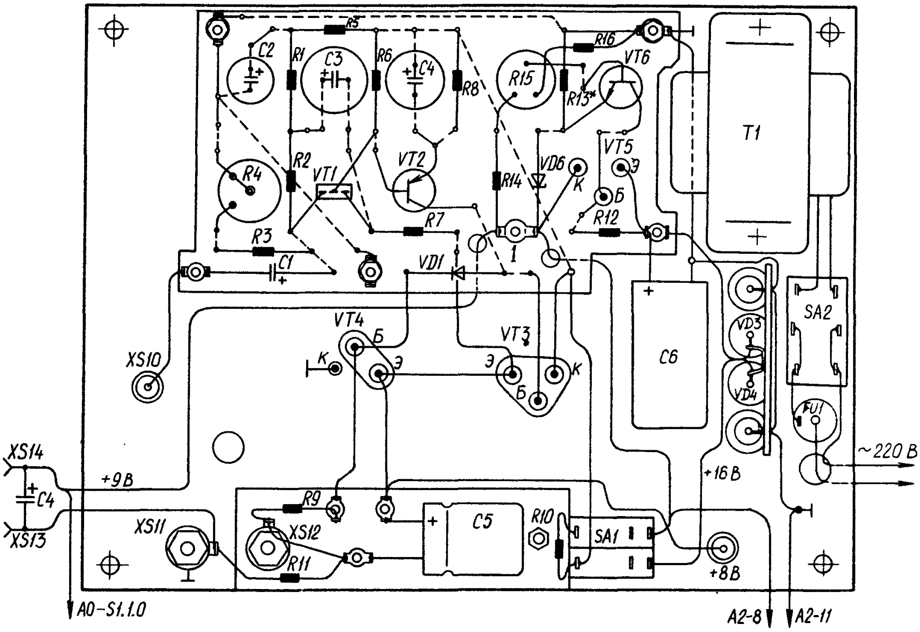



Рис. 9

Рис. 10



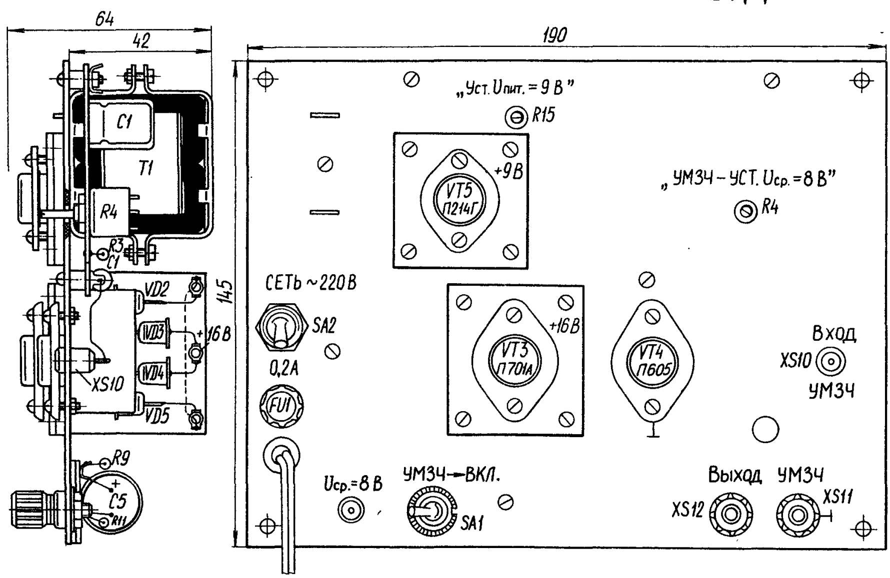




Рис. 11

отмечены звездочками). Границы частот поддиапазонов устанавливают изменением индуктивностей катушек и подбором конденсаторов блока A1. Ток потребления генератором РЧ не должен превышать 12 мА.

В блоке формирования колебаний звуковых частот уровень выходного сигнала устанавливается подбором резистора R24 и конденсатора C12.

Регулировка УМЗЧ сводится к проверке напряжения в общей точке подключения эмиттеров транзисторов VT3 и VT5 и его корректировки резистором R4.

**Л. ИГНАТЮК**

**Примечание редакции.** В конструкции генератора желательно применить КПЕ с таким расположением роторных пластин, чтобы минимальная емкость соответствовала выведению их против часовой стрелки (если смотреть со стороны насадки ручки управления) — в этом случае начала всех шкал будут располагаться в привычной левой части (у автора конструкции такого конденсатора не оказалось). Если в распоряжении радиолюбителя будет КПЕ с иным перемещением роторных пластин, то в этом случае придется применить верньерное устройство с изменением направления вращения и переносом стрелки-указателя настройки с оси КПЕ на ручку верньера.

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О переключателе SA1.**

Как и остальные, секция переключателя SA1.3 должна иметь 10 положений. Вывода от точки соединения катушки L8 с конденсатором C8-2 не должно быть. В положении «9» подвижный контакт этой секции переключателя соединяется с выводом катушки L9, а в положении «10» — с выводами конденсаторов C10—1 и C10—2.

# ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ

Достижение высокого качества работы звуковоспроизводящей аппаратуры невозможно без применения генератора сигналов, характеристики которого были бы выше, чем у налаживаемых конструкций. Большинство любительских разработок контрольно-измерительной аппаратуры не удовлетворяют этому требованию. От известных конструкций разработанный генератор отличается меньшим коэффициентом гармоник на низких частотах и малой неравномерностью АЧХ. Наличие буферного усилителя позволило полностью устранить влияние нагрузки на задающий генератор.

**Технические характеристики**

Диапазон генерируемых частот, Гц ........ 10...10⁶

Диапазон регулировки выходного напряжения, В ........ 0,0002...4

Неравномерность АЧХ, дБ, не более, в полосе частот, Гц

- 10...10⁵ ........ ±0,02
- 10⁵...10⁶ ........ +0,2

Коэффициент гармоник, %, не более, в полосе частот, Гц

- 20...10⁴ ........ 0,02
- 10⁴...10⁵ ........ 0,05
- 10⁵...10⁶ ........ 1,0

Длительность фронтов прямоугольного напряжения, нс, не более ........ 150

Принципиальная схема генератора приведена на рис. 1. Задающий каскад генератора выполнен на микросхеме DA1 с мостом Вина в цепи положительной обратной связи (резисторы R1—R3, конденсаторы C1—C10). Операционный усилитель К574УД1 имеет полосу единичного усиления не менее 10 МГц и скорость нарастания выходного напряжения не менее 50 В/мкс, что дало возможность сохранить достаточно высокие характеристики генератора вплоть до частоты 1 МГц. Конденсатор C11 корректирует частотную характеристику ОУ.

Применение для стабилизации амплитуды генерируемых колебаний инерционных тепловых элементов-термисторов или ламп накаливания не позволяет достичь малого коэффициента гармоник на частотах ниже 100 Гц. А генераторы с простыми цепями стабилизации амплитуды колебаний чувствительны к разбалансу моста Вина, связанному с рассогласованием характеристик сдвоенных переменных резисторов. Поэтому в предлагаемом генераторе амплитуду колебаний стабилизирует полевой транзистор VT1, который включен в цепь отрицательной обратной связи (резисторы R4, R5). Резисторы R6 и R9 линеаризуют характеристики полевого транзистора.

Напряжение для управления сопротивлением канала транзистора VT1 вырабатывает интегратор на микросхеме DA3. Постоянная времени интегратора определяется резисторами R7, R13—R15 и конденсаторами C12—C17. Подключение параллельно основному конденсатору последовательной RC-цепи повысило устойчивость интегратора. Резистор R7 и диоды VD1, VD2 образуют выпрямитель напряжения сигнала. При равенстве средневыпрямленного значения тока, протекающего через резистор R7, и тока, протекающего через резистор R8 от источника +15 В, напряжение на выходе интегратора будет постоянным. Если же амплитуда колебаний на выходе задающего генератора изменится, напряжение на выходе интегратора будет увеличиваться или уменьшаться до тех пор, пока амплитуда колебаний не станет прежней. Таким образом, амплитуда генерируемых колебаний задающего каскада генератора зависит только от образцового напряжения и отношения сопротивлений резисторов R7 и R8 и при указанных номиналах составляет около 2,2 В.

Предложенный способ стабилизации амплитуды колебаний малочувствителен к рассогласованию характеристик сдвоенных переменных резисторов: отличие их сопротивлений на ±20% вызывает повышение коэффициента гармоник на средних частотах до 0,04%.

К выходу задающего каскада генератора через резистор R12 и контакты переключателя SA2 подключен либо переменный резистор R16 плавной регулировки выходного уровня сигнала, либо формирователь прямоугольного напряжения, выполненный на микросхеме DD1 по схеме триггера Шмитта.

С движка переменного резистора R16 напряжение синусоидальной или прямоугольной формы поступает на микросхе-

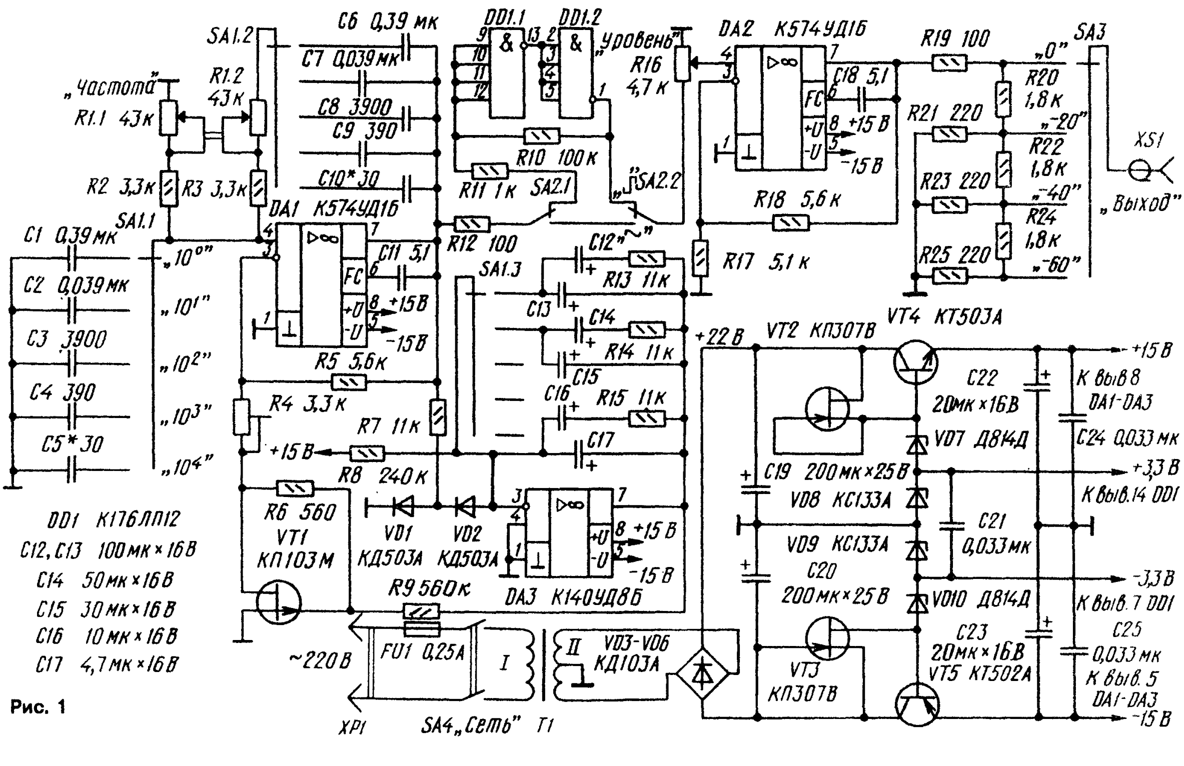
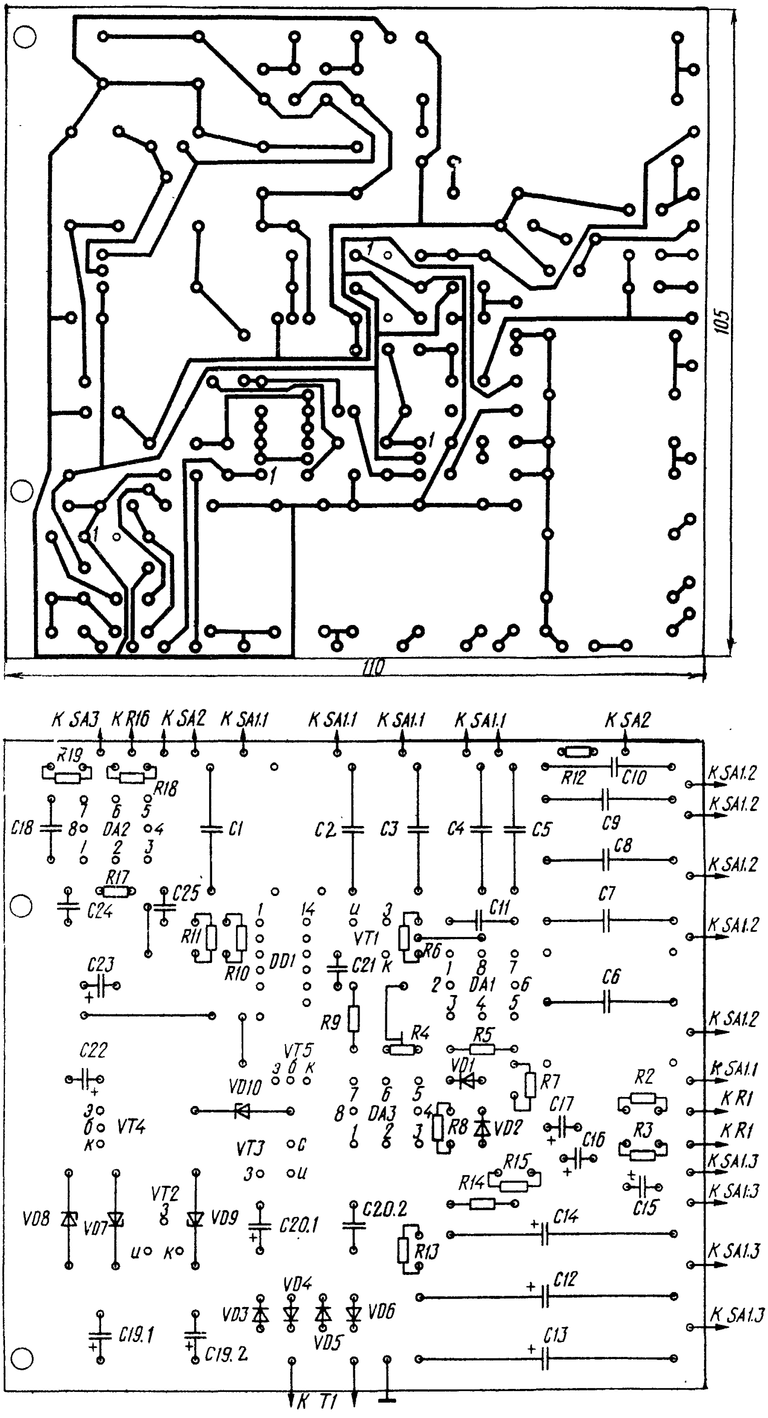



Рис. 1

**Рис. 2**




му DA2 — буферный усилитель с коэффициентом передачи 2. Ступенчатая регулировка выходного напряжения сигнала осуществлена с помощью аттенюатора на резисторах R20—R25.

Блок питания генератора выполнен по обычной схеме и обеспечивает выходные напряжения ±15 В для питания операционных усилителей и ±3,3 В для питания микросхемы DD1. В данном случае двуполярное питание необходимо для того, чтобы напряжение переключения инверторов было близко к нулевому.

Большинство деталей генератора смонтировано на печатной плате (рис. 2) из фольгированного стеклотекстолита. Элементы аттенюатора R20—R25 смонтированы непосредственно на выводах переключателя SA3. При монтаже микросхемы DD1 выводы 6 и 8 следует отогнуть. Сетевой трансформатор выполнен на магнитопроводе Ш16x32. Первичная обмотка содержит 2000 витков провода ПЭВ-1 0,14, вторичная обмотка — 170x2 витков провода ПЭВ-1 0,25.

В генераторе использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечный резистор СП3-38 (R4), переменные резисторы ПЛП (R1), СП3-9А (R16), конденсаторы К73-16, К73-17, КМ-5, К50-6, К53-1. Диоды VD1, VD2 можно заменить на любые высокочастотные, транзисторы КП307В — на КП307Г, КП302А, КП302Б, КП303Е. Вместо операционных усилителей К574УД1 подойдет К544УД2, вместо К140УД8 — любой ОУ общего применения. Конденсаторы С1—С10 необходимо подбирать попарно с минимальным отклонением от номинала. Конденсаторы С19 и С20 составлены каждый из двух параллельно включенных конденсаторов 100 мк х 25 В.

Перед налаживанием генератора надо проверить правильность монтажа. Движок переменного резистора R4 необходимо установить в верхнее по схеме положение. Включив генератор, проверяют работоспособность блока питания, затем вращением движка переменного резистора R4 напряжение на выходе микросхемы DA3 устанавливают в пределах 1,5...2,2 В. Перестраивая генератор в пределах поддиапазона переменным резистором R1, следует убедиться в том, что при любом значении частоты генератора напряжение на выходе интегратора не становится отрицательным. В противном случае сопротивление введенной части переменного резистора R4 необходимо уменьшить.

**А. ХУДОШИН**

# ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ ЗЧ

К числу наиболее необходимых в лаборатории радиолюбителя приборов по праву можно отнести генератор синусоидальных колебаний ЗЧ. Наиболее часто в радиолюбительской литературе описываются генераторы с так называемым мостом Вина в цепи положительной обратной связи, перестраиваемым обычно сдвоенным переменным резистором. К сожалению, несмотря на кажущуюся простоту таких генераторов, повторить их в любительских условиях далеко непросто, особенно, если учесть возросшие требования к нелинейным искажениям измерительного сигнала. Необходимое для снижения искажений сохранение идентичности сопротивлений органа перестройки частоты во всем диапазоне требует применения весьма точных сдвоенных переменных резисторов, а они большинству радиолюбителей практически недоступны. Попытки повышения качества сигнала введением различных стабилизирующих цепей (нелинейных делителей, АРУ), как правило, приводят к улучшению одних параметров за счет ухудшения других.

Предлагаемый вниманию читателей измерительный генератор [1] перестраивается одним переменным резистором, обладает достаточно хорошими техническими характеристиками и прост в налаживании.

**Упрощенная принципиальная схема** генератора изображена на рис. 1. На ОУ DA1 и элементах R1—R3, C1 собран широко применяемый и описанный в литературе регулируемый фазовращатель, вносящий сдвиг фазы сигнала, равный $\varphi_1$, который определяется отношением емкости конденсатора C1 и сопротивления резистора R1. С выхода фазовращателя сигнал поступает на цепь стабилизации амплитуды EL1R4, компенсирующую влияние таких дестабилизирующих факторов, как температура и неидеальность параметров ОУ.

На ОУ DA2 и резисторах R5—R7 выполнен обычный инвертирующий усилитель. Вносимый им сдвиг фазы $\varphi_2$ постоянен и равен 180°. Подстроечный резистор R6 служит для установки требуемого уровня выходного сигнала.

Конденсатор C2 с входным сопротивлением каскада на ОУ DA1 образует цепь, дополнительно сдвигающую фазу сигнала на угол $\varphi_3$, который в сумме со сдвигом фазы, вносимым этим каскадом, составляет 180°.

Таким образом, общий сдвиг фазы в генераторе $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 360°$, т.е выполняется одно из условий возникновения генерации — баланс фаз.

Коэффициент передачи генератора с разорванной (в точке А) петлей обратной связи, представленный в виде K = a + jB, выражается в данном случае формулой

$$K = K_1 \frac{\omega^2C^2R1R2\,(1 - \omega^2C^2R1R2) + 2\,\omega^2C^2R1R3}{(1 - \omega^2C^2R1R2)^2 + 4\omega^2C^2R1} +$$

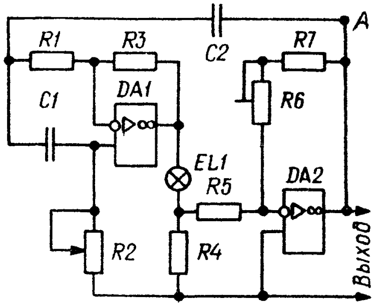



Рис. 1

$$+ jK \frac{\omega CR3 - \omega^3C^3R1R2R3 - 2\omega^3C^3R1^2R2}{(1 - \omega^2C^2R1R2)^2 + 4\omega^2C^2R1},$$

где $K_1$ — результирующий коэффициент передачи цепи EL1R4 и инвертирующего усилителя на ОУ DA2; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота, а C = C1 = C2.

Из условия баланса фаз $\varphi = 360°$ следует, что $\operatorname{arctg} \frac{b}{a} = \varphi = 0$, т.е.

$$\omega CR3 - \omega^3C^3R1R2R3 - 2\omega^3C^3R1^2R2 = 0.$$

Решив это уравнение относительно $\omega$, получаем выражение для частоты генерируемого сигнала:

$$f = \frac{1}{2\pi C} \times \sqrt{R3/\,(R1R2R3 + 2R1^2R2)}.$$

Обозначив отношение R3/R1 = $K_2$, получим

$$f = \frac{1}{2\pi C} \times \sqrt{K_2/\,R1R2(K_2 + 2)},$$

а подставив это выражение в реальную часть формулы коэффициента передачи, получим

$$K = \frac{K_1 2K_2}{4} \times \frac{R2 + R1K_2 + 2R1K_2}{R2 + R1K_2^2 + 2R1K_2} = \frac{K_1K_2}{2}.$$

Последнее выражение иллюстрирует главное достоинство описываемого генератора — постоянство коэффициента передачи при любом, отличном от нуля, значении сопротивления регулирующего частоту переменного резистора R2 и при любом отношении R3/R1. В этом случае для сохранения баланса амплитуд необходимо и достаточно выполнить условия

$$K = \frac{K_1K_2}{2} = 1.$$

Следует, однако, отметить, что неидеальность параметров ОУ накладывает некоторые ограничения на выбор сопротивления резисторов R1—R3. Так, максимальное сопротивление переменного резистора R2 не должно превышать 100 кОм из-за влияния входных сопротивления и емкости ОУ, а минимальное не должно быть меньше $0{,}1R_{нDA2}$, чтобы не перегрузить микросхему DA2, так как это может вызвать увеличение нелинейных искажений сигнала. Такие же ограничения накладываются и на резисторы R1, R3, причем следует также иметь в виду, что чрезмерное увеличение отношения R3/R1, определяющего коэффициент передачи фазовращателя на ОУ DA1, ухудшает его частотные свойства, т.е. понижает верхнюю граничную частоту рабочего диапазона. Оптимальным сопротивлением резисторов R1 и R3 следует считать 2...20 кОм, резистора R2 — 0,2...20 кОм.

Нетрудно показать, что коэффициент перекрытия частоты $K_f = f_{max}/f_{min} = \sqrt{1/K_{R2}}$, где $K_{R2} = R2_{max}/R2_{min}$ — коэффициент перекрытия сопротивления резистора R2. Таким образом, изменение сопротивления этого резистора от 0,2 до 20 кОм обеспечит перестройку частоты с коэффициентом перекрытия, равным 10.

**Полная принципиальная схема** генератора показана на рис.2. Его основные технические характеристики следующие:

| Параметр | Значение |
|---|---|
| Диапазон частот, кГц | 0,01...100 (поддиапазоны: 0,01...0,1; 0,1...1; 1...10 и 10...100) |
| Коэффициент гармоник, %, в поддиапазоне, кГц: | |
| 0,01...0,1 | 0,15...0,3 |
| 0,1...1 | 0,04...0,05 |
| 1...10 | 0,04...0,1 |
| 10...100 | 0,06...0,4 |
| Неравномерность АЧХ, дБ, не более | ±0,5 |
| Выходное напряжение, В | 1, 2, 3, 4 |
| Выходное сопротивление, Ом | 600 |

Регулируемый фазовращатель собран на ОУ DA1. Сигнал с его выхода поступает на эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе VT1. Этот каскад создает условия для нормальной работы генератора на низкое сопротивление нагрузки и цепи стабилизации амплитуды, состоящей из ламп накаливания EL1—EL3 и подстроечного резистора R13, с помощью которого регулируют напряжение сигнала на выходе генератора. С одного поддиапазона на другой генератор переключают переключателем SA1, требуемую частоту сигнала устанавливают переменным резистором R3.

С движка резистора R13 сигнал подается на инвертирующий усилитель (ОУ DA2), коэффициент передачи которого определяется отношением сопротивлений резисторов R16 и R14. Подключенная параллельно последнему цепь R15C10 компенсирует влияние паразитных фазовых сдвигов в ОУ, позволяя сохранить характер и масштаб изменения частоты как функции сопротивления резистора R3 в области высших частот рабочего диапазона. (Кстати, введение этой цепи сделало невозможным изменение сопротивления резистора в цепи ООС, охватывающей ОУ DA2, поэтому регулятор напряжения выходного сигнала пришлось включить в цепь стабилизации амплитуды).

Конденсатор C13 компенсирует небольшой подъем АЧХ в области высших частот, вызванный введением цепи R15C10, и уменьшает нелинейные искажения сигнала на этих частотах.

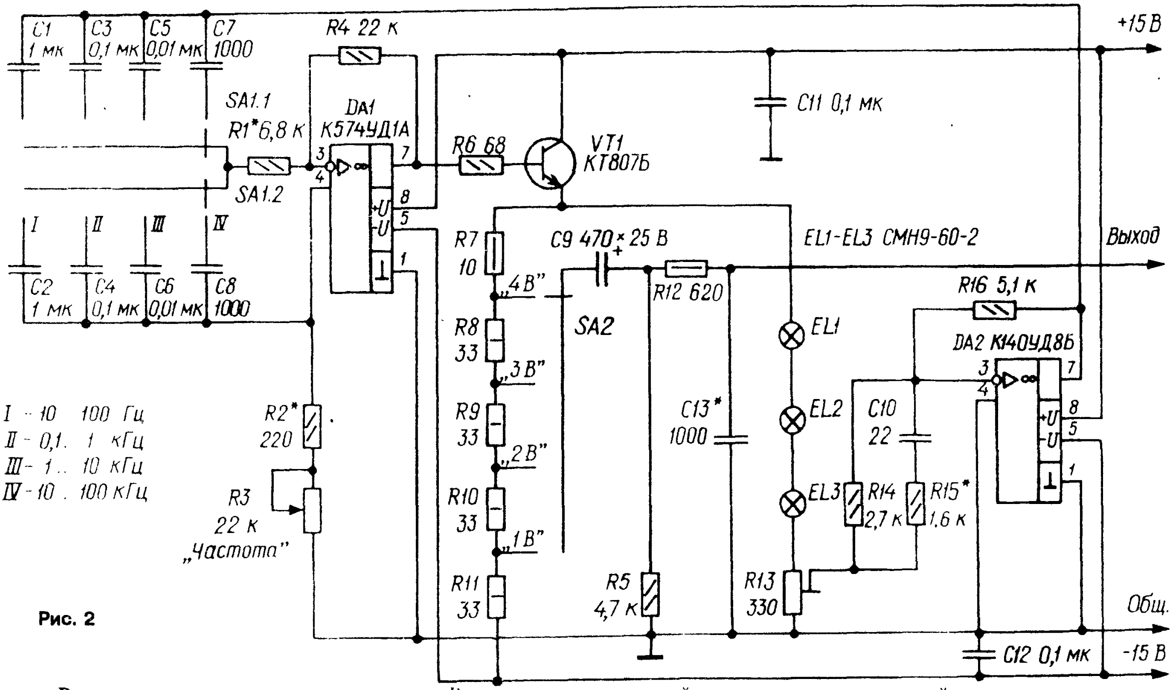



**Рис. 2**

Выходное напряжение генератора устанавливают переключателем SA2, подключая нагрузку к той или иной части делителя R7—R11. При необходимости число значений выходного напряжения можно выбрать любым другим, включив соответствующее число резисторов в цепь эмиттера транзистора VT1. Суммарное сопротивление этих резисторов не должно превышать 150 Ом.

**Детали и конструкция.** Применение в фазовращателе и инвертирующем усилителе ОУ разных типов обусловлено необходимостью получения достаточно широкого рабочего диапазона частот при хорошей устойчивости генератора. При использовании двух ОУ серии К574УД1 генератор оказывается склонным к паразитному самовозбуждению на высших частотах, а при использовании в обоих каскадах ОУ серии К140УД8 верхнюю граничную частоту рабочего диапазона не удается поднять выше 20 кГц.

Транзистор КТ807Б можно заменить любым из серий КТ815, КТ817. В любом случае транзистор эмиттерного повторителя необходимо закрепить на теплоотводе с площадью охлаждающей поверхности не менее 50 см$^2$.

В качестве органа перестройки частоты (R3) желательно использовать переменный резистор марки СП4-2Ма или СП3-23а. Для уменьшения нелинейности шкалы этот резистор должен быть группы Б. Можно применить и резистор группы В, включив его соответствующим образом, однако частота в этом случае будет возрастать при повороте движка против часовой стрелки (это относится к резистору СП4-2Ма). Подстроечный резистор R13 — СП4-1, СП3-16а, СП5-18В.

Переключатели SA1, SA2 — любые галетные или кнопочные (например, П2К с зависимой фиксацией).

Конденсаторы С1—С8 частотозадающей цепи желательно взять с возможно меньшим (во всяком случае — нормированным) ТКЕ и подобрать попарно (С1 и С2, С3 и С4 и т.д.) с погрешностью не более +2%. Это обеспечит требуемое постоянство амплитуды генерируемых колебаний при переходе с одного поддиапазона на другой.

Для питания генератора подойдет любой стабилизированный источник с выходными напряжениями +15 и —15 В при токе не менее 200 мА и напряжении пульсаций не более 25 мВ (этим требованиям в полной мере отвечает, например, устройство, описанное в [2]).

**Налаживание** генератора начинают с установки подстроечным резистором R13 выходного напряжения 4 В (переключатель SA1 — в положении «I», SA2 — в положении «4 В»). Затем, установив движок переменного резистора R3 в верхнее (по схеме) положение (оно соответствует нижней граничной частоте поддиапазона), подбором резистора R1 добиваются частоты генерации, равной 10 Гц, после чего изменяют выходное напряжение и, если необходимо, устанавливают его равным 4 В еще раз (тем же резистором R13).

Далее переменный резистор R3 переводят в нижнее (по схеме) положение и подбором резистора R2 добиваются частоты колебаний 100 Гц. После этого переключатель SA1 устанавливают в положение «IV» и подбирают резистор R15 такого сопротивления, при котором частота выходного сигнала равна 100 кГц.

Конденсатор С13 подбирают, стремясь к тому, чтобы неравномерность АЧХ генератора на высших частотах рабочего диапазона не превышала ±0,5 дБ.

**Е. НЕВСТРУЕВ**

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Об устранении паразитного высокочастотного самовозбуждения.**

Одна из наиболее вероятных причин такого самовозбуждения — неудачное расположение на плате некоторых деталей, в первую очередь конденсаторов С11, С12. Поэтому первое, что надо попробовать сделать, это припаять их выводы непосредственно к выводам питания ОУ DA1.

Если эта мера не поможет, можно попробовать подключить конденсатор небольшой емкости (10...30 пФ) параллельно переменному резистору R3. Расположить его следует на плате, в том месте, где припаяны провода, идущие к резистору. При положительном результате необходимо после этого подобрать резистор R15 для сохранения масштаба изменения частоты на высокочастотном диапазоне.

Еще один способ устранения паразитной генерации — введение частотно-зависимой ООС в выходной каскад генератора. Для этого достаточно между базой и коллектором транзистора VT1 включить конденсатор емкостью 10...30 пФ.

**О конденсаторах частотозадающих цепей.**

Для уменьшения зависимости частоты генерируемых колебаний от температуры в частотозадающих цепях устройства необходимо использовать конденсаторы с нормированным ТКЕ, например К10-50А (С5—С8), К71-7 (С3—С8), К73-17 (С1, С2). Конденсаторы К72П-6 пригодны для работы во всех диапазонах частот.

**Замена ламп в цепи стабилизации амплитуды колебаний.**

Без ухудшения параметров генератора возможна замена ламп накаливания СМН9-60-2 лампами СМН9-60, СМН10-

55-2, СМН8-60-1, СМН6,3-20, СМН6,3-20-2. В крайнем случае можно использовать четыре лампы для карманного фонаря МН2,5-0,068, однако это приведет к увеличению коэффициента гармоник и неравномерности АЧХ в 1,5...2 раза.

**О плавной регулировке выходного напряжения.**

Проще всего ввести плавную регулировку сигнала в пределах 0...1 В. Регулятор — переменный резистор группы А сопротивлением 100 Ом с номинальной мощностью рассеяния не менее 0,5 Вт (например, СП4-2а, СП3-45а, СП3-45в и т.п.), зашунтированный постоянным резистором сопротивлением 47 Ом (например, МЛТ-1), — включают вместо резистора R11. Нижний (по схеме на рис. 2 в указанной статье) контакт переключателя SA2 в этом случае подключают не к точке соединения выводов резистора R10

Рис. 3

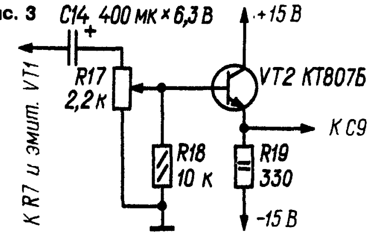
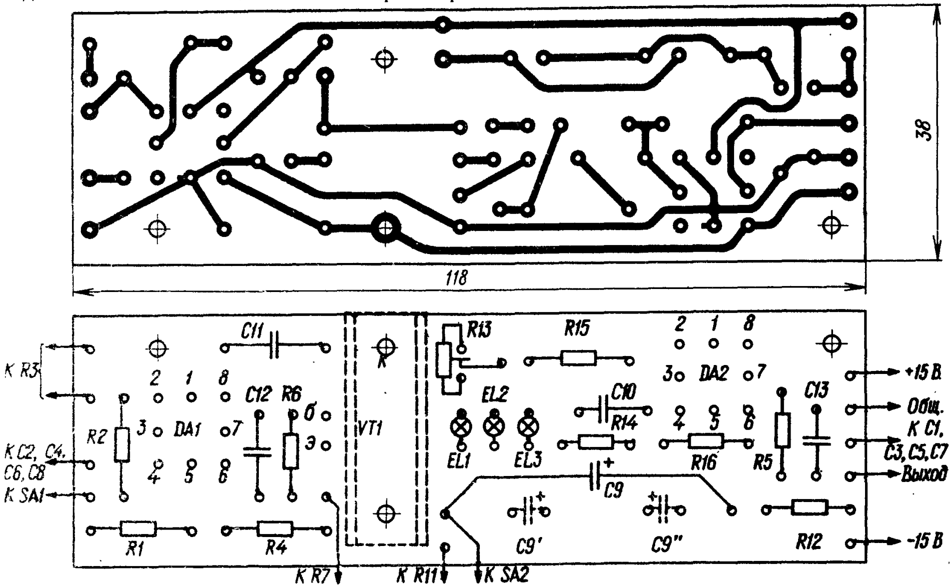



Рис. 4




и резистора-регулятора, а к движку последнего.

Если же необходима плавная регулировка выходного напряжения от 0 до 4 В (взамен имеющейся ступенчатой), генератор придется дополнить эмиттерным повторителем на транзисторе VT2, как показано на рис. 3 (нумерация новых деталей продолжает начатую на упоминавшемся рисунке в статье).

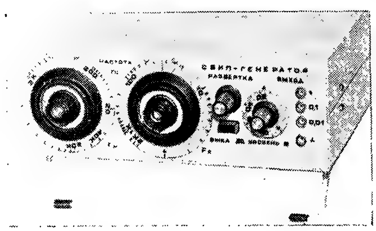
Вместо КТ807Б можно использовать любой транзистор серий КТ815, КТ817. Как и VT1, его необходимо снабдить теплоотводом (можно установить и на теплоотводе транзистора VT1).

**Печатная плата.**

Возможный вариант печатной платы прибора изображен на рис. 4. На ней размещены все детали, кроме переменного резистора R3, переключателей SA1, SA2 и монтируемых непосредственно на их выводах конденсаторов C1—C8 и резисторов R7—R11. Плата рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ, подстроечного СП4-1а, конденсаторов К50-31 (С9) и КМ (остальные), миниатюрных ламп накаливания НСМ9-60-2. Предусмотрена возможность применения вместо К50-31 двух оксидных конденсаторов К50-16 емкостью 200 мкФ каждый (номинальное напряжение — 25 В).

Транзистор VT1 устанавливают на П-образном теплоотводе, согнутом из листового алюминиевого сплава. К печатной плате его крепят двумя винтами с гайками М2 (один из винтов электрически соединяет теплоотвод, выполняющий функции вывода коллектора, с проводником платы, находящимся под напряжением +15 В).

# ГЕНЕРАТОР КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ...



При определении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) усилителей ЗЧ и различных фильтров обычно используют перестраиваемый генератор и вольтметр. Такая работа достаточно трудоемка, так как требует проведения измерений в нескольких частотных интервалах (чем больше точек измерений, тем выше достоверность полученных результатов).

Визуальный способ измерения АЧХ с использованием генератора качающейся частоты и осциллографа позволяет получить результаты значительно быстрее. К тому же, в случае необходимости провести дополнительные регулировки сделать это при использовании такого способа гораздо проще.

Предлагаемый вариант конструкции универсального генератора включает в себя генератор качающейся частоты и функциональный генератор колебаний звуковых частот.

Диапазон генерируемых частот составляет 0,02...50 кГц. Выходное напряжение (синусоидальное) — 1 В (эффективное значение) с плавной и ступенчатой (1:10, 1:100) регулировкой. Кроме синусоидального напряжения, генератор вырабатывает колебания прямоугольной (в уровнях ТТЛ) и треугольной формы. Для управления осциллографом формируются пилообразное напряжение и импульсы синхронизации развертки. В режиме качания частота изменяется по экспоненциальному закону. Это дает возможность обеспечить большой диапазон изменения частоты и наблюдать АЧХ в логарифмическом масштабе шкалы частоты (как это обычно и принято). Диапазон качания можно плавно регулировать от максимума (0,02...50 кГц) до нуля. Частота начала диапазона качания устанавливается в лю-

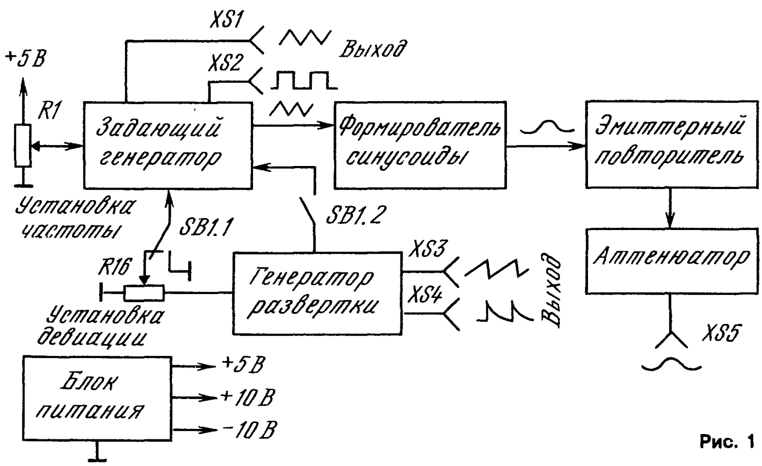



Рис. 1

бой точке рабочего диапазона. Генератор формирования сигналов развертки — отключаемый.

Функциональная схема генератора приведена на рис. 1. Устройство состоит из задающего генератора, генератора развертки, формирователя синусоидального напряжения, выходного эмиттерного повторителя, аттенюатора и блока питания. Принципиальная схема приведена на рис. 2.

Задающий генератор построен по принципу генератора функций и вырабатывает треугольные и прямоугольные колебания в рабочем диапазоне частот. Он состоит из интегратора и триггера Шмитта. Интегратор выполнен с использованием накопительного конденсатора С2, источника тока на транзисторе VT2.2 инвертора на транзисторах VT3, VT4, VT5, эмиттерного повторителя управления на транзисторах VT1 и VT2.1 и буферного истокового повторителя на транзисторах VT6 и VT7.

Триггер Шмитта собран на логических элементах DD1.3 и DD1.4, транзисторах VT8 и VT9. Устройство работает следующим образом. Допустим, что на выходе триггера Шмитта (вывод 11 элемента DD1.4) состояние уровня логической единицы. Транзистор VT9 открыт, и его коллекторный ток создает падение напряжения на резисторе R14, достаточное для открывания транзистора VT5. Величина тока управления определяется величиной резистора R20 и выбрана так, что транзистор VT5 входит в насыщение. В таком режиме напряжение на эмиттере транзистора VT5 близко к напряжению источника питания (+10 В) и устройство на транзисторах VT3 и VT4 работает как «токовое зеркало».

Когда транзистор VT5 открыт, происходит зарядка конденсатора С2. Напряжение с него через согласующий истоковый повторитель на транзисторах VT6, VT7 подается на эмиттер транзистора VT8 триггера Шмитта. При достижении на эмиттере VT8 напряжения 5,6 В транзистор открывается, напряжение на коллекторе возрастает и, как только оно превысит порог срабатывания элемента DD1.4, триггер срабатывает. На выводе 11 элемента напряжение становится близким к нулю. Транзисторы VT9, а за ним и VT5 закрываются. Конденсатор С2 начинает разряжаться, и напряжение на нем линейно уменьшается.

Когда величина напряжения на выводе 13 элемента DD1.4 станет ниже порога срабатывания триггера (1,2 В), он изменяет свое состояние и на выводе 11 вновь появляется уровень логической 1, конденсатор С2 снова начинает заряжаться. Таким образом, в задающем генераторе формируются незатухающие колебания треугольной (на эмиттере VT7) и прямоугольной формы (выводы 8 и 11 элементов микросхемы DD1).

Поскольку токи зарядки и разрядки конденсатора С2 равны, то генерируются симметричные колебания треугольной формы. При необходимости дополнительную симметрию формы колебаний можно осуществить подстроечным резистором R11. Частота генерируемых колебаний про-

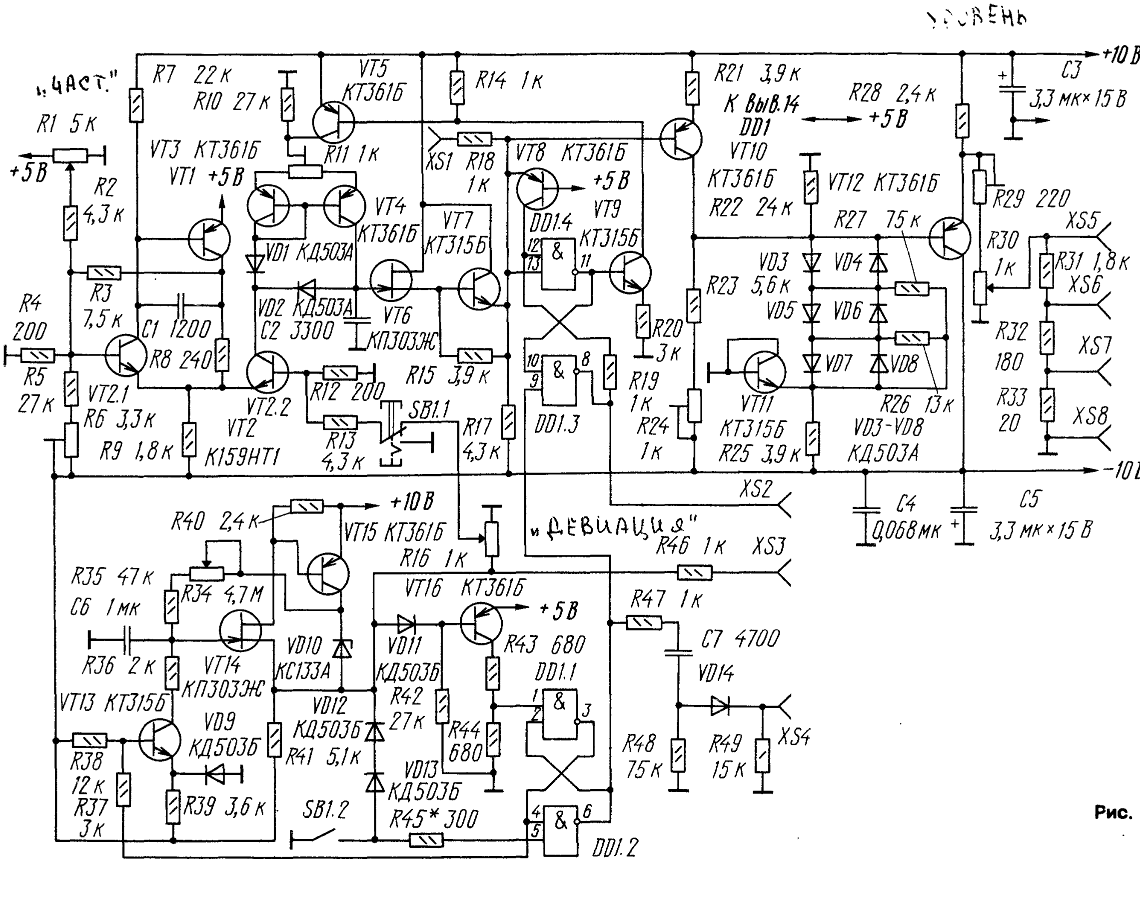



Рис. 2

порциональна току коллектора транзистора VT2.2. Изменяя этот ток, можно осуществить регулировку частоты генерации. В задающем генераторе регулировка частоты реализована через каскад на транзисторах VT1, VT2.1 подачей на резистор R1 постоянного напряжения и в режиме качания подачей линейно нарастающего напряжения генератора развертки с переменного резистора R16 через переключатель SB1.1 и делитель R12R13.

В устройстве задающего генератора конденсатор C1 служит для устранения самовозбуждения, а резисторы R7 и R8 обеспечивают коррекцию характеристики управления частотой в области высоких частот.

Транзисторы сборки VT2, кроме своей основной функции управления током зарядки конденсатора C2, выполняют еще и роль термостабилизатора работы устройства задающего генератора. При условии равенства температурного дрейфа токов транзисторов VT2.1, VT2.2 напряжения база-эмиттер этих транзисторов в цепи управления включены противофазно, чем и достигается компенсация дрейфа. Компенсация будет тем лучшей, чем меньше различие в параметрах транзисторов. Вот почему в качестве VT2 выбрана сборка из двух транзисторов в одном корпусе.

На транзисторах VT10, VT11 и диодах VD3—VD8 выполнен формирователь синусоиды. В нем используется свойство нелинейной зависимости сопротивления полупроводниковых диодов от приложенного к ним напряжения. Сформированное напряжение треугольной формы уплощается сверху (диодами VD3, VD5, VD7) и снизу (VD4, VD6, VD8) так, что становится близким к синусоидальному. Это достигается вполне определенным соотношением выходного сопротивления источника сигнала на транзисторе VT10 (определяется резисторами R22—R24) и амплитуды сигнала (падение на R22—R24) к прямому падению напряжения на диодах при определенном токе.

Резистор R24 позволяет подстроить симметрию ограничения, а R26 и R27 улучшают форму характеристики ограничителя. Транзистор VT11 в диодном включении и резистор R25 задают отрицательное смещение с таким расчетом, чтобы сигнал на эмиттерном повторителе VT12 имел нулевую постоянную составляющую относительно общей шины питания.

Выходной аттенюатор позволяет регулировать сигнал на выходе плавно (резистор R31) и ступенчато (резисторы R31—R33 с шагом 20 дБ).

Генератор развертки выполнен на транзисторах VT13—VT16 и двух логических элементах DD1.1 и DD1.2. Принцип работы этого генератора тот же, что и задающего, только без каскада токового зеркала и устройства компенсации токового дрейфа. Он содержит зарядный конденсатор C6, буферный истоковый повторитель на транзисторах VT14, VT15 и триггер Шмитта на транзисторе VT16 и элементах DD1.1 и DD1.2.

Когда конденсатор C6 разряжен, на выводе 3 элемента DD1.1 уровень логического 0 и ключ на транзисторе VT13 закрыт. В этот момент закрыты и диоды VD11—VD13, а транзистор VT16 открыт за счет тока, протекающего через резистор R42. Напряжение на выводе 1 элемента DD1.1 2,5 В (уровень логической 1) поддерживает состояние триггера.

Зарядка конденсатора C6 осуществляется от источника на стабилитроне VD10 через резисторы R34, R35. Когда напряжение на выходе истокового повторителя достигнет величины +5 В, открывается диод VD11, напряжение на базе транзистора VT16 увеличивается и он закрывается. Напряжение на выводе 1 элемента DD1.1 уменьшается до уровня логического 0, и триггер изменяет свое состояние. Теперь на выводе 3 элемента DD1.1 уровень логической 1, который через резистор R37 подается на базу транзистора VT13 и открывает его. Конденсатор C6 быстро разряжается, напряжение на истоке транзистора VT14 уменьшается до нуля, открываются диоды VD12, VD13 и триггер опрокидывается в первоначальное состояние. Процесс повторяется.

Скорость зарядки конденсатора, а следовательно, и скорость развертки можно изменять переменным резистором R34 примерно в 100 раз.

Напряжение пилообразной формы с истока транзистора VT14 подается на переменный резистор R16 и через резистор R46 на выход XS3.

Чтобы в процессе регулировки девиации частоты начальное значение частотного диапазона не смещалось, нижний уровень пилообразного напряжения должен быть равен точно нулю. Поскольку порог срабатывания триггера равен примерно 1,3 В, необходимый сдвиг «пилы» достигается за счет включения диодов VD12, VD13 и более точного подбора резистора R45. Включение этих диодов позволяет осуществить и температурную компенсацию порогового срабатывания.

Связь генератора развертки с задающим генератором осуществлена не только через резистор R16. Имеется еще и связь триггеров — с вывода 6 DD1.2 на вывод 9 DD1.3. С помощью этой связи происходит выключение задающего генератора во время обратного хода и включения во время прямого хода развертки. Таким образом создан синфазный режим работы генераторов и достигнуто устойчивое изображение на экране осциллографа. Переключателем SB1 можно сорвать режим генератора развертки и одновременно отключить его от задающего генератора.

Элементы R47—R49, C7, VD14 формируют синхронизирующий импульс, совпадающий с началом прямого хода развертки.

Схема блока питания генератора приведена на рис. 3. Он состоит из понижающего трансформатора T1, однополупериодного выпрямителя на диодах VD15 и VD17, конденсаторов фильтров C8 и C13 и двух стабилизаторов напряжения +10 В (VT17—VT19) и — 10 В (VT21—VT23).

На транзисторе VT20 собран источник +5 В для питания интегральной схемы.

Оба стабилизатора выполнены по компенсационной схеме. Для источника отрицательного напряжения опорным является напряжение на стабилитроне VD20. Оно сравнивается с выходным напряжением, снимаемого с делителя R59R61, с помощью дифференциального усилителя на транзисторах VT22, VT23. Разностный ток с коллектора VT22 поступает на базу регулирующего транзистора VT21, который обеспечивает постоянство выходного напряжения. Для получения высокой температурной стабильности используется термокомпенсированный стабилитрон Д818Е с питанием стабильным током через резистор R58 с выхода стабилизатора. С помощью R59 устанавливается уровень напряжения —10 В. Стабилитрон VD18 и диод VD19 обеспечивают запуск стабилизатора при включении.

Схема источника питания +10 В аналогична схеме минусового, только в качестве опорного здесь используется напряжение —10 В. Дифференциальный каскад на транзисторах VT18, VT19 сравнивает разностное напряжение, снимаемое с делителя R52—R54, с уровнем «земли» и управляет транзистором VT17. При равенстве резисторов R52 и R53+R54 выходное напряжение будет поддерживаться равным +10 В.

Конденсаторы C9, C14 предотвращают самовозбуждение стабилизаторов.

В генераторе используются постоянные резисторы МЛТ-0,125, МЛТ-0,25. Переменные R1 и R16, проволочные ПЛ1, которые обеспечивают хорошую точность регулировок. При необходимости их можно заменить на проволочные другого типа с сопротивлением 3,3...4,7 к. В крайнем случае можно использовать резисторы типа СП-1. Подстроечные резисторы R6, R11, R24, R29, R54 и R59 — типа СП3-22Б. Резисторы R4 и R30—СП3-9а. Резисторы R2, R4, R12, R13, R21, R22, R23, R26, R27 — с допустимым отклонением не более 5%. Лучше, если они будут подобраны более точно.

Конденсаторы C2—K73-9, C6—K73-17,

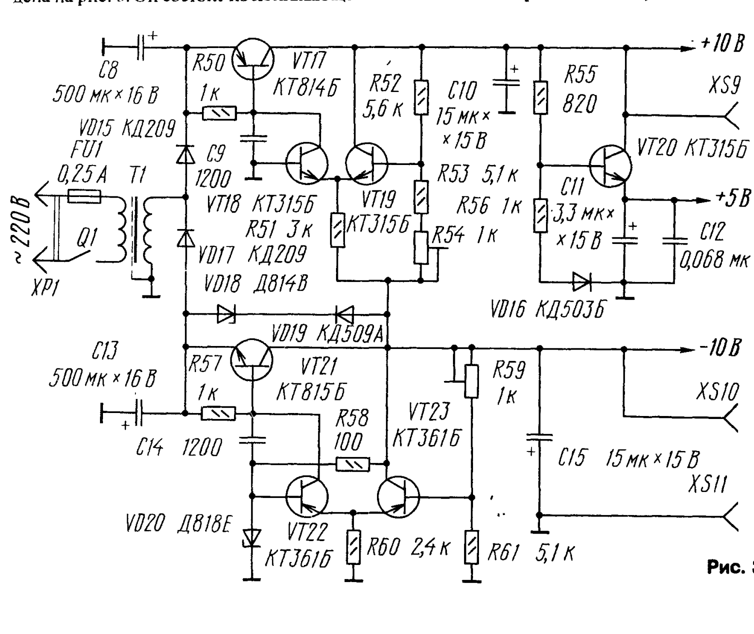


Рис. 3

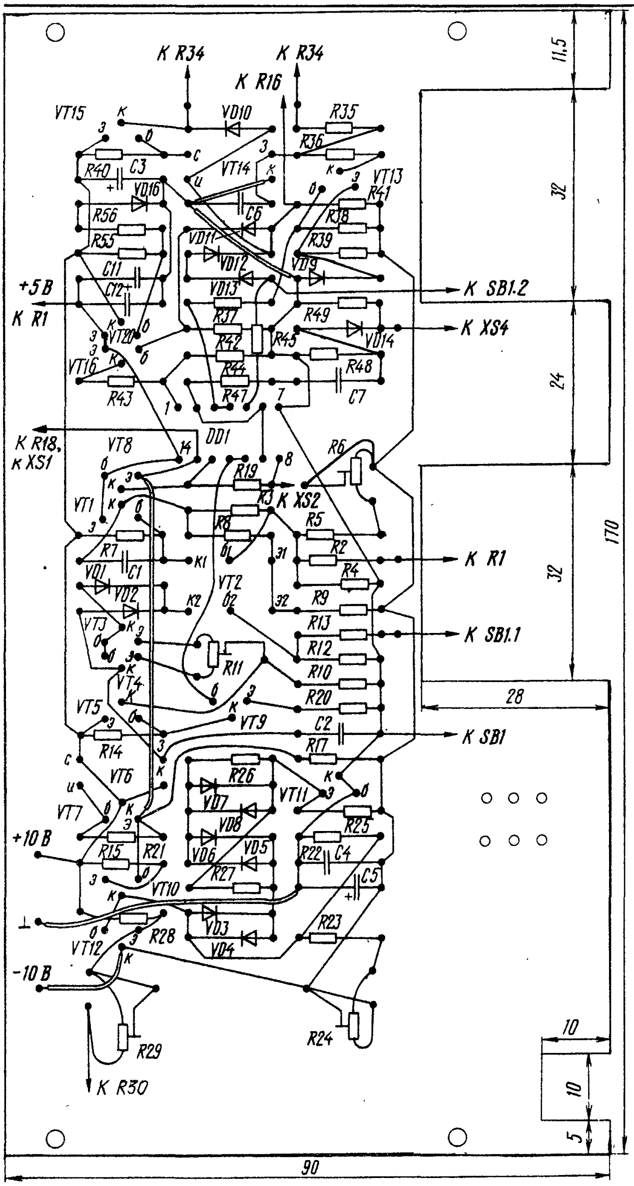



Рис. 4

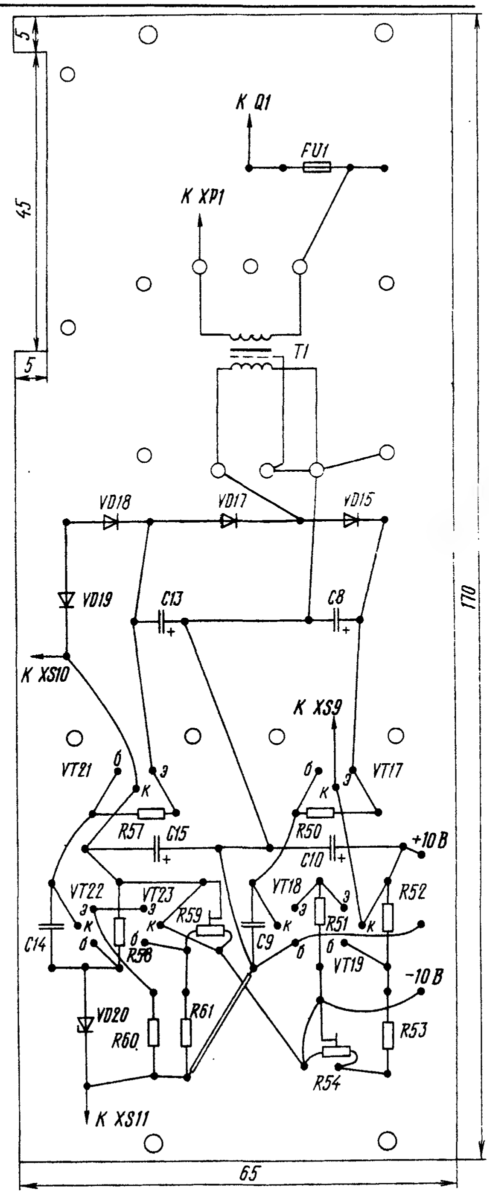



Рис. 5

С1, С4, С7, С9, С12, С14 типов КМ-4, КМ-6. С8 и С13 — оксидные К50-6; С3, С5, С10, С11, С15 — К53-1. Последние можно заменить на К50-6, К50-16.

Транзисторы КТ315Б и КТ361Б можно заменить на КТ315Г и КТ361Г. Транзисторы VT3 и VT4 следует подобрать с минимальным обратным током и с близкими значениями параметров $h_{21э}$. Вместо сборки К159НТ1Б можно использовать К159НТ1Д или, в крайнем случае, два транзистора КТ315Б, подобранных с малым обратным током и близкими значениями $h_{21э}$. Перед установкой транзисторов плоскую их часть корпусов надо зачистить и склеить клеем БФ.

Диоды КД209 (VD15, VD17) можно заменить любыми выпрямительными, КД509А (VD19) — импульсными (КД510, КД521, КД522). Диоды VD1 и VD2 желательно подобрать с малым обратным током. Диоды VD3—VD8 заменять нельзя, это отразится на увеличении коэффициента гармоник синусоидального напряжения.

Кнопка SB1 типа П2К с фиксацией. Трансформатор Т1 от приемников «Альпинист-320», «Альпинист-417». При самостоятельном изготовлении его можно выполнить на магнитопроводе Ш16х20 с окном 8х22 мм. Обмотка I содержит 3180 витков провода ПЭВ-2 0,1, обмотка II-200 витков ПЭВ-2 0,31. Между обмотками следует поместить экран из одного слоя провода ПЭВ-2 0,1...0,2, намотанных виток к витку. Один из выводов обмотки надо соединить с общим проводом блока питания.

Детали генератора размещены на двух платах. Схемы соединений и размещение деталей даны на рис. 4 и 5. Платы изготовлены из нефольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Детали установлены выводами в отверстия платы и с другой стороны выполнен монтаж луженым проводом 0,25...0,3 мм накруткой на выводы элементов с последующей пропайкой. В местах пересечения проводов надеты изоляционные трубочки.

По приведенным чертежам можно изготовить и печатную плату с перемычками изолированным проводом в местах пересечений.

Транзисторы VT17 и VT21 установлены на П-образные радиаторы, крепящиеся к плате.

Органы управления и выходные гнезда синусоидального напряжения XS5—XS8 располагаются на вспомогательной панели, изготовленной из алюминия, которая уголками крепится к плате генератора. Остальные гнезда, а также выключатель и сетевой разъем крепятся к плате питания и выведены на заднюю панель.

Внешний вид передней панели с надписями приведен на фотографии. Платы

крепятся к алюминиевому уголку (рис. 6), к которому также крепятся верхняя и нижняя П-образные крышки, изготовленные из алюминия толщиной 0,6...0,8 мм.

Налаживание генератора начинают с установки напряжений блока питания. Для этого плату генераторов отключают по питанию, а между общим проводом XS11 и гнездами XS9 и XS10 подключают резисторы сопротивлением 270...300 Ом мощностью не менее 0,5 Вт. Подстроечным резистором R59 устанавливают напряжение —10 В. Затем подстроечным резистором R54 устанавливают напряжение +10 В. После этого нагрузочные резисторы отключают и подключают плату генераторов.

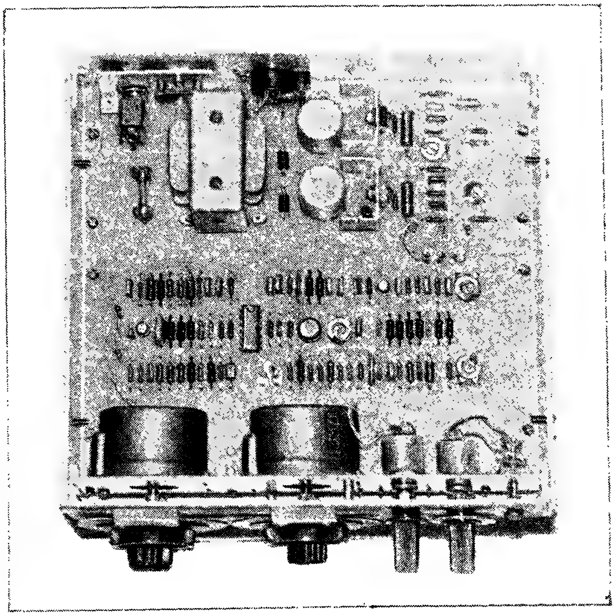
Кнопкой SB1 отключают генератор развертки. К гнезду XS2 подключают осциллограф. Потенциометром R1 устанавливают частоту прямоугольных колебаний около 10 кГц со скважностью 0,5 (при необходимости скважность регулируют подстроечным резистором R11). Затем резистор R1 устанавливают в максимальное положение частоты и резистором R6 добиваются генерации частоты 50 кГц.

Резистор R1 устанавливают в крайнее левое (по схеме) положение, при котором частота должна быть 20 Гц или несколько ниже. При необходимости ее можно подстроить подбором резистора R2 (уменьшение резистора понижает частоту). Затем надо вновь проверить максимальную частоту и, если она изменилась, подстроить резистором R6.

Включают генератор развертки, и на выходе XS3 осциллографом проверяют наличие пилообразного напряжения развертки. Резистором R34 частота должна изменяться от 12 Гц до 0,12 Гц (значения не критичны и могут отличаться на ±20%). Верхний уровень пилы должен быть 5 В, нижний — 0. Значение нижнего уровня можно подстроить подбором резистора R45. Измерения пилы развертки можно проводить в режиме внешней синхронизации от клеммы XS4.

Настройка формирователя синусоидального напряжения сводится к установке симметричного ограничения подстроечным резистором R24 и регулировкой выходного сигнала на XS5 подстроечным резистором R29.

Рис.6



Градуировка прибора проводится с помощью частотомера или образцового генератора. Вначале градуируют шкалу начальных частот (шкала резистора R1) при отключенном генераторе развертки.

Градуировку шкалы «Девиация» проводят так. Включают генератор развертки. Контакты кнопки SB1.2 замыкают перемычкой. Отсоединяют от схемы нижний (по схеме) вывод резистора R16 и на него подают напряжение +5 В. Устанавливают начальную частоту 10 Гц (резистором R1) при крайнем верхнем положении R16. Это будет «1» — начало шкалы. Далее, перемещая движок резистора R16 вниз, увеличивают частоту в 2 раза и на лимбе делают отметку «2» и т. д.

Удобно опорными точками шкалы принять следующие значения: 1, 2, 4, 6, 8, 10, 20, 40, 60, 80, 100, 200, 400, 600, 800, 1000, 2000, 2500. Дойдя до отметки «10», что соответствует 10 кГц на выходе, начальную частоту следует уменьшить до 20 Гц (на выходе будет 0,2 кГц). Регулятором «Девиация» устанавливают значение частоты на выходе 0,4 кГц, 0,6 кГц и т. д. и градуируют оставшуюся часть шкалы. Затем снимают перемычку с контактов SB1.2 и подключают резистор R16 к генератору развертки. Просматривают на осциллографе наличие сигналов на остальных выходах.

**Л. АНУФРИЕВ**

# ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О диоде VD1, транзисторе VT1 и микросхеме DD1.**

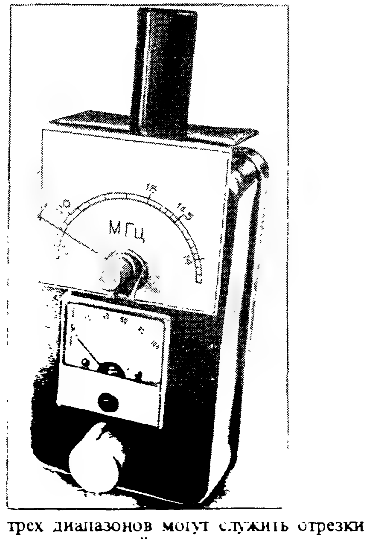
Диод VD1—КД503Б, его возможная замена — любой диод серий КД503, КД519, КД521. Транзистор VT1 — КТ361Б, вместо него можно использовать КТ208, КТ209 с индексом В или Е. Микросхема DD1 — К155ЛА3; ее можно заменить на КМ155ЛА3, 133ЛА3, К133ЛА3.

**Повышение надежности работы функционального генератора.**

Как сообщил читатель **Р. Ваганов** из г. Киева, в двух независимо изготовленных приборах были обнаружены одинаковые недостатки: функциональный генератор не самовозбуждался на низших частотах (до 1000 Гц) и, кроме того, при переключении в режим функционального генератора скачком изменялась частота выходного сигнала. Как выяснилось, происходило это из-за влияния генератора развертки, который при выключении блокировался неполностью.

Оба недостатка удалось устранить, соединив анод диода VD9 со свободным (размыкающим) контактом переключателя SB1.2 (после такой доработки диод соединяется с общим проводом в режиме качания частоты).

# ГЕТЕРОДИННЫЙ ИНДИКАТОР РЕЗОНАНСА




Принципиальная схема предлагаемого ГИРа приведена на рис. 1. Его гетеродин выполнен на полевом транзисторе VT1, включенном по схеме с общим истоком. Такой транзистор обеспечивает прибору значительно большую стабильность частоты, чем биполярный. Диод VD1, подсоединенный к выводам затвора и истока транзистора, улучшает форму генерируемого напряжения, приближая ее к синусоидальной. Без диода положительная полуволна тока стока станет искажаться из-за увеличения коэффициента усиления транзистора с повышением напряжения на затворе, что неизбежно приводит к появлению четных гармоник в спектре сигнала гетеродина. Резистор R5 ограничивает ток стока полевого транзистора.

Колебательный контур прибора образуют сменная катушка L1, подключаемая к разъему X1, блок конденсаторов переменной емкости C1 и соединенные с ним последовательно конденсаторы C2, C3. Переключают прибор на работу в одном из пяти диапазонов измерения (3...6, 6...10, 8...15, 13...25 и 24...35 МГц) включением катушки L1 соответствующей индуктивности.

Через конденсатор C5 напряжение радиочастоты поступает на вход высокочастотного вольтметра-индикатора, состоящего из детектора, диоды VD2 и VD4 которого включены по схеме удвоения напряжения, и усилителя постоянного тока на транзисторе VT2 с микроамперметром PA1 в коллекторной цепи. Диод VD3 стабилизирует образцовое напряжение на диодах VD2, VD4, тем самым повышая чувствительность детектора и стабильность работы усилителя. Переменным резистором R3, объединенным с выключателем питания SA1, устанавливают стрелку микроамперметра PA1 в исходное положение. Дроссель L2 — элемент развязки гетеродина от источника питания по высокой частоте.

Источником питания прибора может быть встроенная в него батарея напряжением 3...9 В (предпочтение следует отдать батарее «Корунд» или аккумуляторной 7Д-0,1) или внешний сетевой блок питания с таким же выходным напряжением.

В описываемом ГИРе нет дополнительного стабилизатора питающего напряжения, поэтому при работе с ним необходимо пользоваться источником с одним и тем же значением напряжения постоянного тока.

Внешний вид прибора показан в заголовке статьи, а монтаж деталей в корпусе — на рис. 2. Его корпусом служит латунная хромированная коробка размерами 120x70x45 мм с плотно закрывающейся крышкой. Блок конденсаторов переменной емкости C1, индикатор PA1 и переменный резистор R3 размещены на лицевой стенке корпуса. Конденсаторы C2 и C3 смонтированы непосредственно на выводах секций блока КПЕ и гнездах разъема X1. Остальные детали, кроме батареи питания, смонтированы на печатной плате (рис. 3), выполненной из фольгированного стеклотекстолита.

Блок КПЕ, использованный в ГИРе, от малогабаритного радиоприемника «Селга». Конденсаторы C2 и C3 — КС0-1, C5 — КД, C9 и C10 — оксидные К52-1Б, остальные — КМ-5. Все постоянные резисторы типа МЛТ, переменный R3 с выключателем питания SA1 — СП3-4вМ. Диоды КД512А (VD1), КД521Б (VD3) можно заменить на любые другие кремниевые высокочастотные, например КД509А, а германиевые Д9А (VD2 и VD4) — на Д18, Д20 или ГД508.

Микроамперметр PA1 на ток полного отклонения стрелки 500 мкА. Можно установить прибор бытового магнитофона, например, типа М4762.

Дроссель L2 намотан на кольце типоразмера К7x4x2 из феррита 1000НМ и содержит 150 витков провода ПЭВ-2 0,12. Катушка готового дросселя пропитана клеем «Суперцемент».

Намоточные данные контурной катушки пяти диапазонов измерения приведены в таблице. Каркасами катушек первых трех диапазонов могут служить отрезки полиэтиленовой изоляции коаксиального кабеля КР-106. Катушки двух последних диапазонов бескаркасные. Катушку диапазона 24...35 МГц желательно намотать медным посеребренным проводом диаметром 1 мм.

Конструктивно каждая контурная катушка размещена в карболитовом корпусе от кварцевого резонатора (рис. 4). Между основанием корпуса и защитным колпаком зажат согнутый из тонкого алюминия уголок, к которому приклеена шкала соответствующего диапазона измерения. Делать одну общую шкалу для всех диапазонов нецелесообразно — при различной плотности перестройки применяемых контуров это затруднит пользование прибором.

На торцевой стенке корпуса укреплена двухгнездная колодка кварцедержателя, в которую и вставляют штыри контурной катушки. Шкала при этом оказывается

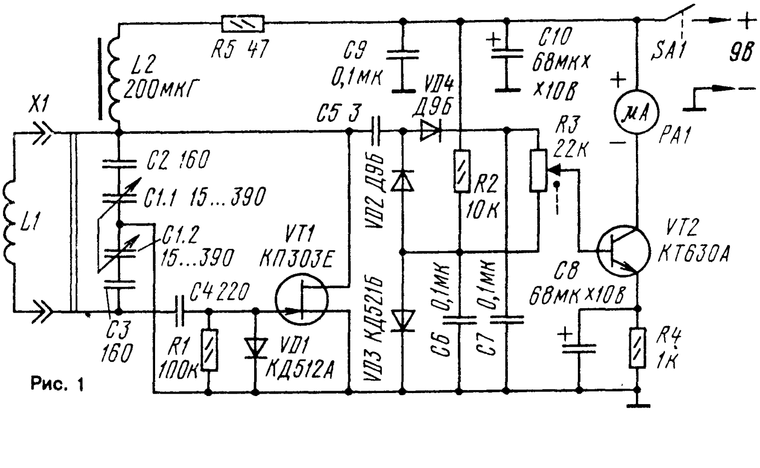
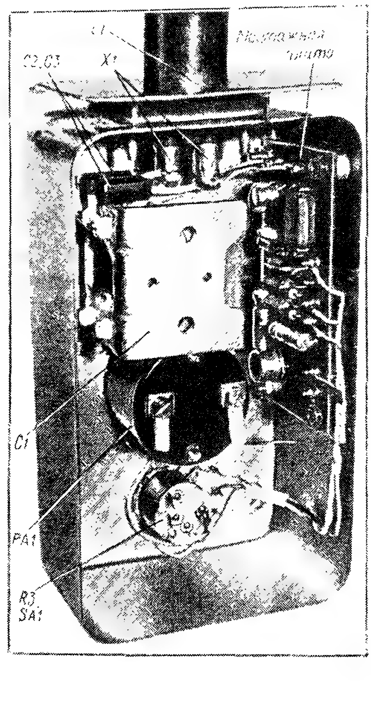



Рис. 1

Рис. 2



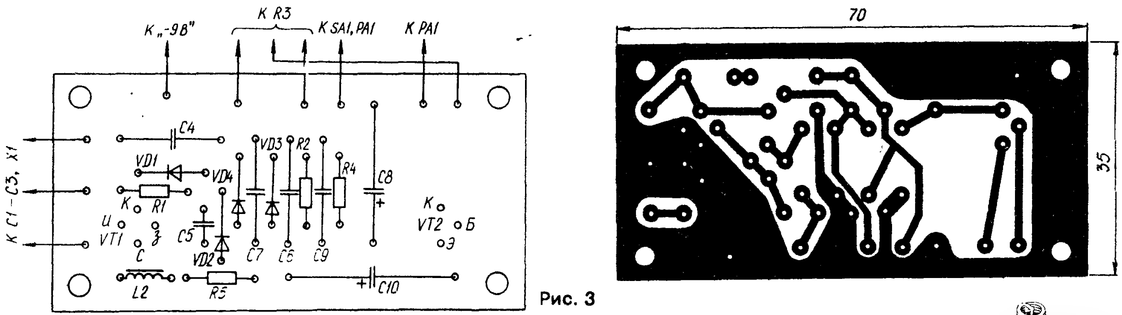



Рис. 3

под ручкой блока КПЕ с указательной стрелкой.

Монтаж высокочастотных цепей и соединений выполнен голым медным посеребренным проводом диаметром 1 мм, низкочастотных — проводом МГШВ.

Налаживание ГИРа начинают с тщательной проверки правильности всех соединений. Затем в гнезда разъема X1 вставляют контурную катушку любого из диапазонов измерения и включают питание. При этом стрелка микроамперметра PA1 должна отклониться от нулевой отметки. Переменным резистором R3 ее устанавливают на крайнюю правую отметку шкалы. Затем, вращая ручку блока КПЕ из одного крайнего положения в другое, наблюдают небольшое перемещение стрелки прибора. При минимальной емкости КПЕ стрелка должна отклоняться больше вправо, что объясняется повышением добротности контура с повышением частоты генератора.

| Диапазон, МГц | Катушка L1 | | |
|---|---|---|---|
| | Число витков | Провод | Внутренний диаметр, мм |
| 3...6 | 30 | ПЭВ-2 0,33 | 13 |
| 6...10 | 25 | ПЭВ-2 0,47 | 13 |
| 8...15 | 22 | ПЭВ-2 0,68 | 13 |
| 13...25 | 19 | ПЭВ-2 1,28 | 14 |
| 24...35 | 9 | ПЭВ-2 1,28 | 14 |

Шкалы всех диапазонов измерения градуируют, пользуясь, например, калиброванным приемником.

Если в каких-то участках диапазона необходимо повысить точность шкалы, то параллельно катушке подключают слюдяной конденсатор постоянной емкости.

Определяя резонансную частоту исследуемого контура, к нему возможно ближе подносят катушку ГИРа и, медленно вращая ручку блока КПЕ, следят за показаниями индикатора. Как только его стрелка качнется влево, замечают соответствующее положение указателя на ручку КПЕ. При дальнейшем вращении ручки настройки стрелка прибора возвращается в исходное положение. Та отметка на шкале, где наблюдается максимальный «провал» стрелки, как раз и будет соответствовать резонансной частоте исследуемого контура.

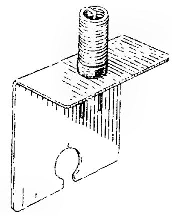


Рис. 4

Г. ГВОЗДИЦКИЙ

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**Можно ли в ГИРе применить блок КПЕ с иной, чем указано в статье, минимальной и максимальной емкостью секций?**

При намоточных данных контурных катушек, приведенных в статье, в ГИРе можно применить любой блок КПЕ (желательно с воздушным диэлектриком) с минимальной емкостью секций не более 15 и максимальной не менее 115 пФ. Емкость конденсаторов C2 и C3 (в пикофарадах) определяют из соотношения (действительно только для данного случая): $C2\ (C3) = 115(C_{КПБ} + 15)/(C_{КПБ} - 100)$, где $C_{КПБ} = C_{max} - C_{min}$, а $C_{max}$ и $C_{min}$ — соответственно максимальная и минимальная емкость КПЕ. Например, если используется блок КПЕ с пределами изменения емкости 9...280 пФ (от радиоприемника «Альпинист-407»), емкость конденсаторов C2 и C3 необходимо уменьшить до 200 пФ. Для сохранения перекрытия по частоте, определяемого в основном минимальной емкостью КПЕ, параллельно каждой секции необходимо подключить конденсатор емкостью $15 - C_{min} = 6$ пФ (практически 5,6...6,2 пФ).

# ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЙ ПРОБНИК

В разделе «Радио»—начинающим была помещена серия статей «Осциллограф — ваш помощник». После этих публикаций многие радиолюбители захотели иметь у себя такого помощника. Однако далеко не все смогут приобрести этот промышленный прибор. Не всем под силу и самостоятельное его изготовление.

Известно, однако, что радиолюбители часто используют осциллограф только для наблюдения электрических процессов. А для этих целей подойдет и пробник, описание которого приведено ниже. При сохранении хорошей линейности пилообразного напряжения пробник обладает приемлемой чувствительностью (не хуже 30 мВ) и полосой пропускания 500 кГц. Он допускает уровень входного сигнала до 300 В. Входное сопротивление прибора — 600 Ом.

Принципиальная схема пробника приведена на рис. 1. Он содержит генератор пилообразного напряжения, усилители горизонтального и вертикального отклонения, узел управления элекронным лучом и блок питания.

Генератор пилообразного напряжения представляет собой ждущий одновибратор на транзисторах VT4, VT5. В эмиттерную цепь последнего включен генератор тока на транзисторе VT6, обеспечивающий линейность зарядного тока конденсаторов C7—C10. Одновибратор через цепь C4R6R9 засинхронизирован исследуемым сигналом. Частоту колебаний мультивибратора и, следовательно, длительность развертки изменяют, коммутируя переключателем конденсаторы C7—C10, а также, в небольших пределах, резистором R19.

Усилители вертикального и горизонтального отклонения выполнены по одинаковой схеме соответственно на парах транзисторов VT1, VT2 и VT7, VT8. Переменным резистором R1 регулируют чувствительность по входу «Y».

На транзисторе VT3 собран узел подсветки луча во время прямого хода. Яркость регулируют переменным резистором R32, фокусировку — R31. Луч по вертикали и горизонтали перемещают соответственно резисторами R28, R27. Так как одна пара отклоняющих пластин соединена с корпусом, путем подачи двуполярного напряжения на резисторы R28, R27 достигнут нулевой потенциал на отклоняющих пластинах другой пары при среднем положении движков этих резисторов. Стабилитроны VD1 и VD2 необходимы для стабилизации положения светящейся точки на экране. Если вместо них применить резисторы сопротивлением 390 кОм, то точка будет «плавать» по экрану в зависимости от сетевого напряжения.

Для питания пробника требуется источник питания с напряжениями −10, −260, +260 и при необходимости (зависит от примененной ЭЛТ) +1000 В. Если для осциллографической трубки не требуется такое высокое напряжение, то умно-

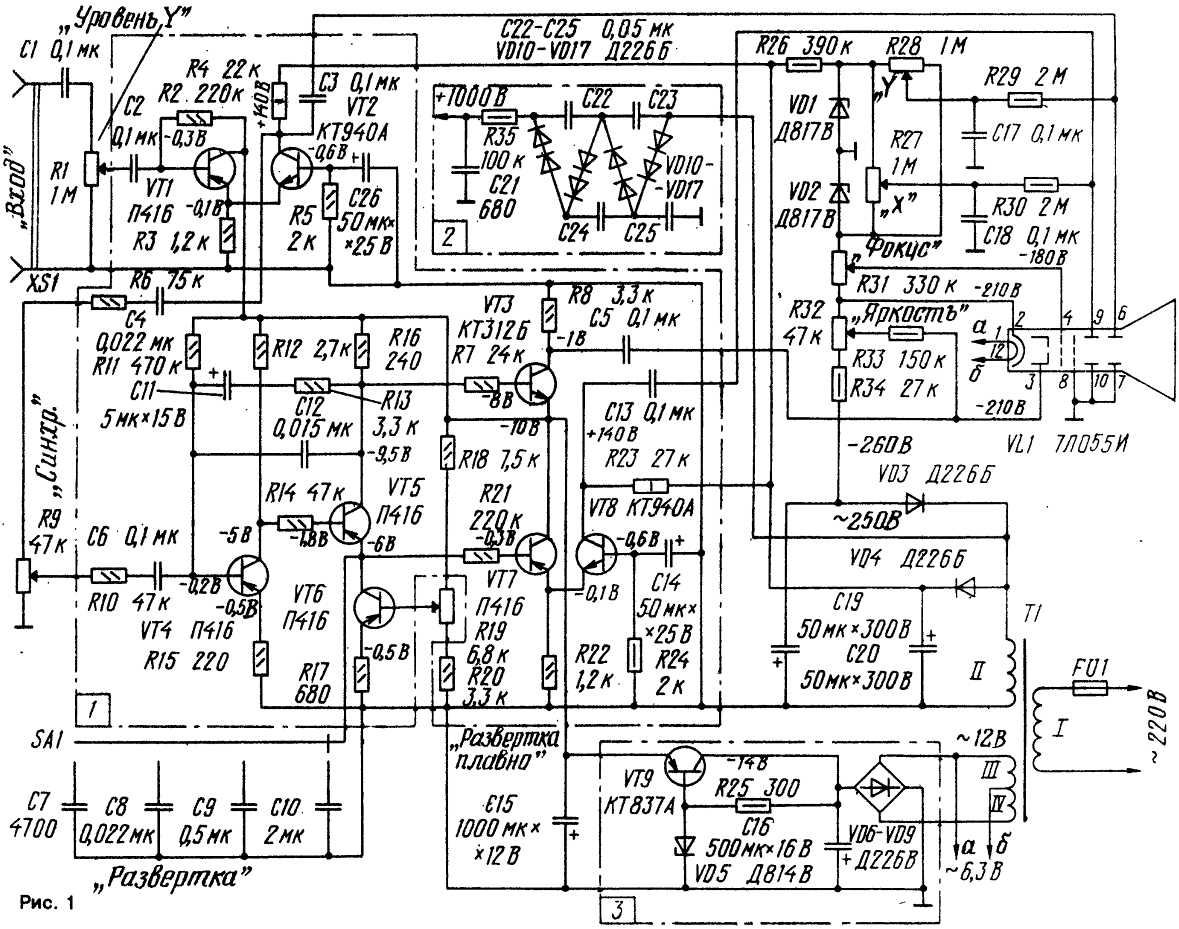



Рис. 1

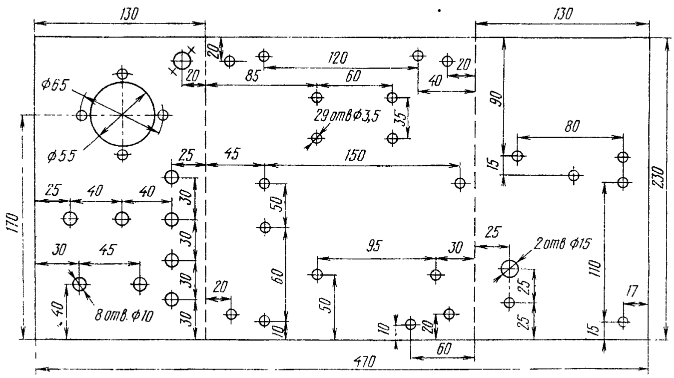



Рис. 2

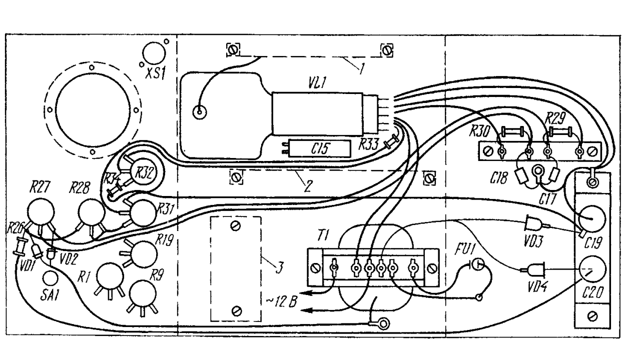



Рис. 3

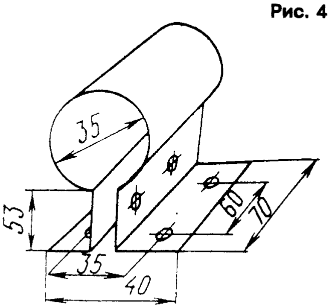



Рис. 4

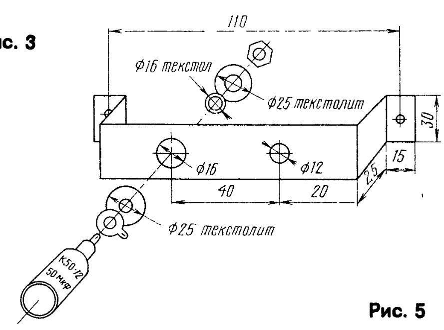



Рис. 5

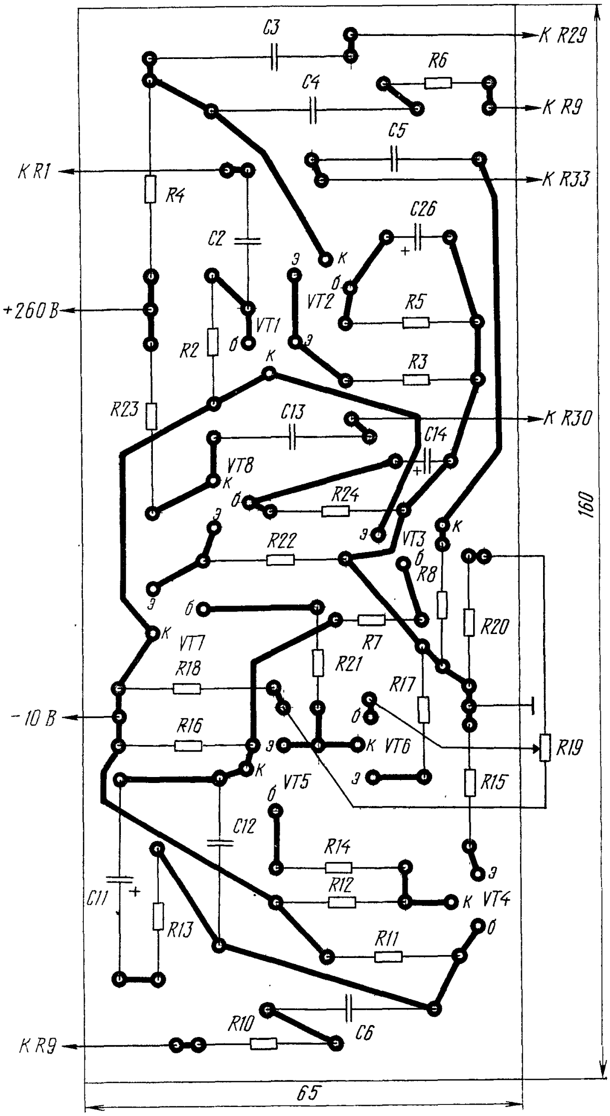



Рис. 6

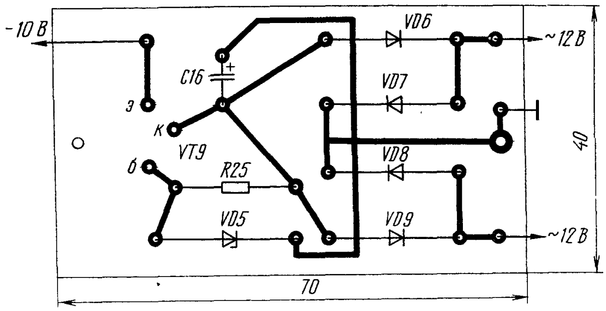



Рис. 7

житель на диодах VD10—VD17 можно исключить.

Пробник смонтирован на П-образном основании из дюралюминия толщиной 2 мм. Чертеж развертки показан на рис. 2. После просверливания всех отверстий пластину сгибают по штрих-пунктирным линиям. Схема соединения деталей, установленных на основании, приведена на рис. 3. Цифрами 1—3 на нем обозначены печатные платы соответствующих узлов. На рис. 4 изображен эскиз стойки-экрана из жести толщиной 0,7...0,8 мм для крепления осциллографической трубки 7ЛО55И. При установке ЭЛТ между ней и стойкой прокладывают тонкую резину. Трубку с лицевой стороны закрывают органическим стеклом, на которое предварительно наносят две взаимоперпендикулярные риски. Точка их пересечения должна совпадать с центром экрана.

Конденсаторы C7—C10 установлены непосредственно на переключателе SA1; C15 и C19 изолированы от корпуса. На рис. 5 показан возможный вариант крепления конденсатора C19.

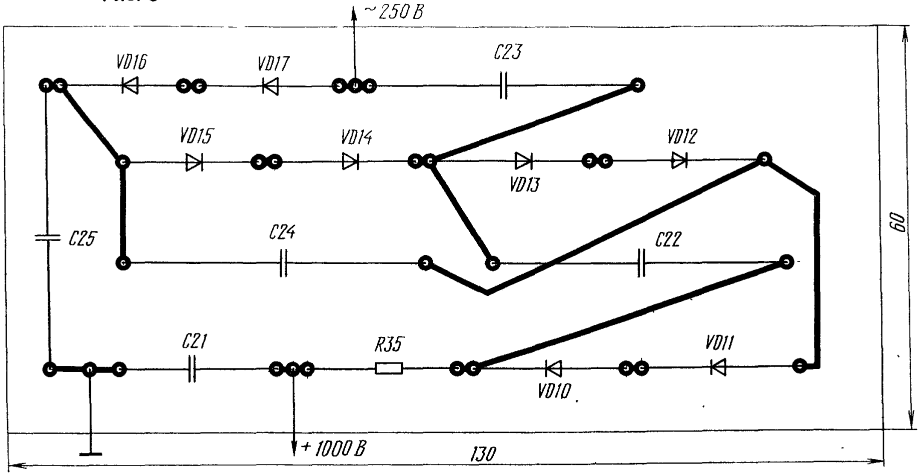
Пробник закрывают П-образной крышкой, размеры развертки которой 590х225 мм.

На рис. 6—8 даны чертежи печатных плат усилителей, стабилизатора и умножителя.

Конденсаторы C1—C3 должны быть рассчитаны на рабочее напряжение не менее 400 В, C17, C18 — не менее 100 В, C22—C25 — не менее 1000 В, а C21 — не менее 1,5 кВ. Оксидные конденсаторы — К50-12, остальные — МБМ. Трансформатор Т1 от ламповой радиолы «Серенада». К его накальной обмотке добавлено 40 витков провода ПЭЛ 0,27 (обмотка IV).

Транзисторы П416 можно заменить на ГТ308, КТ312Б — на КТ315В, МП38. Вместо транзистора КТ940А подойдут

Рис. 8



КТ940Б, КТ604, но при этом снизится надежность выходного каскада.

Трубка 7ЛО55И заменима на другие, например, 6ЛО14, 7ЛО1М, 8ЛО29И.

Налаживание пробника несложное. Вначале проверяют работу осциллографической трубки, предварительно установив движки переменных резисторов в среднее положение.

Проверяют напряжение на выводах движков этих резисторов. Оно должно равняться нулю. При повороте влево-вправо напряжение должно увеличиваться и менять полярность.

Резисторами R31, R32 добиваются появления на экране светящейся точки диаметром не более 1 мм. Вращая движки резисторов R27, R28, убеждаются, что точка перемещается влево-вправо, вверх-вниз.

При исправных деталях мультивибратор начинает функционировать сразу. Он работоспособен при подаче на него питающего напряжения в пределах от 6 до 14 В. При этом лишь изменяется амплитуда пилообразного напряжения на выходе и соответственно изменяется длина развертки луча на экране.

При использовании деталей, указанных иа схеме, усилители развертки в налаживании, как правило, не нуждаются. Следует только учесть, что если сопротивление резистора R21 меньше 200 кОм, происходит ограничение пилообразного напряжения, а если оно больше 220 кОм, то амплитуда пилообразного напряжения уменьшается, а следовательно, уменьшается и длина развертки луча на экране.

Напряжения, приведенные на рис. 1, измерены прибором ТЛ-4М.

**Н. СЕМАКИН**

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ

**О замене ЭЛТ.**

Кроме указанной на схеме 7ЛО55И, в пробнике можно использовать и другие электронно-лучевые трубки (ЭЛТ). Пригодность ЭЛТ для работы в приборе нетрудно определить, подключив ее через делитель напряжения к источнику отрицательного (относительно общего провода) напряжения —250...—260 В. Делитель составляют из четырех резисторов: постоянного сопротивлением 27 кОм (его свободный вывод соединяют с минусовым проводом источника питания), двух переменных — сопротивлением 47 и 330 кОм — и еще одного постоянного сопротивлением 390 кОм (его свободный вывод подключают к общему проводу). Движок переменного резистора сопротивлением 47 кОм (им регулируют яркость) соединяют с модулятором испытуемой ЭЛТ, резистора сопротивлением 330 кОм (регулятор фокусировки луча) — с фокусирующим электродом (первым анодом), точку соединения этих резисторов друг с другом — с ее катодом. Выводы второго анода и всех отклоняющих пластин подключают к общему проводу. Если с помощью переменных резисторов (при необходимости допустим подбор и указанных постоянных резисторов) удастся получить на экране светящуюся точку диаметром не более 1 мм, ЭЛТ можно использовать в пробнике.

# ИЗМЕРИТЕЛЬ RCL НА МИКРОСХЕМАХ

Предлагаемый прибор обеспечивает измерение сопротивлений резисторов, емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек в достаточно широком интервале с точностью не хуже 1,5...2%. Результаты измерений отсчитываются по стрелочному индикатору с линейной шкалой.

**Основные технические характеристики**

Измеряемое сопротивление резисторов, Ом ........ $10^{-2}...10^{6}$
Измеряемая емкость конденсаторов, пФ ........ $10...10^{7}$
Измеряемая индуктивность, Гн ........ $10^{-6}...10^{3}$
Потребляемая мощность, Вт не более ........ 10

В основе измерения параметров R, C, L лежит метод формирования падения напряжения на измеряемом элементе, пропорционального величине его параметра. Принцип работы прибора рассмотрим на примере измерения сопротивления резистора. Фрагмент схемы, поясняющий работу измерителя, приведен на рис. 1. При подаче напряжения фиксированной величины U и частоты f на цепочку, состоящую из дополнительного $R_д$ и измеряемого $R_x$ резисторов (причем $R_x$<<$R_д$), падение напряжения на резисторе $R_x$ (большое входное сопротивление милливольтметра практически не оказывает

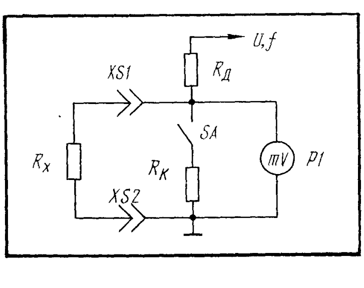



Рис. 1

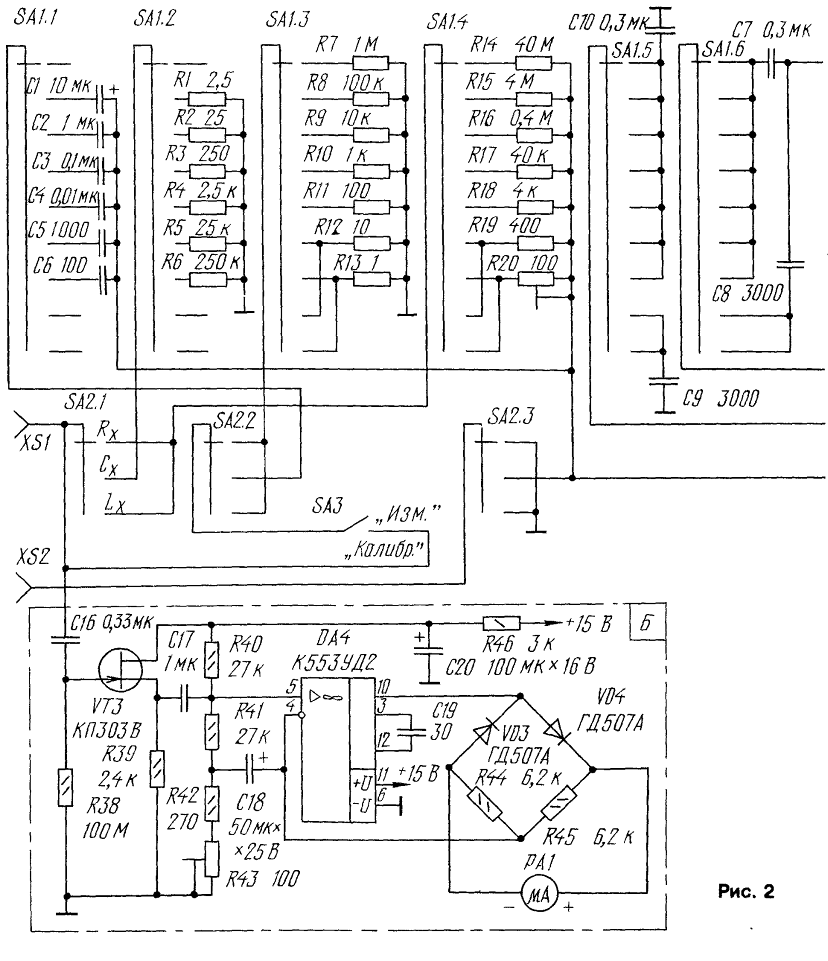



Рис. 2

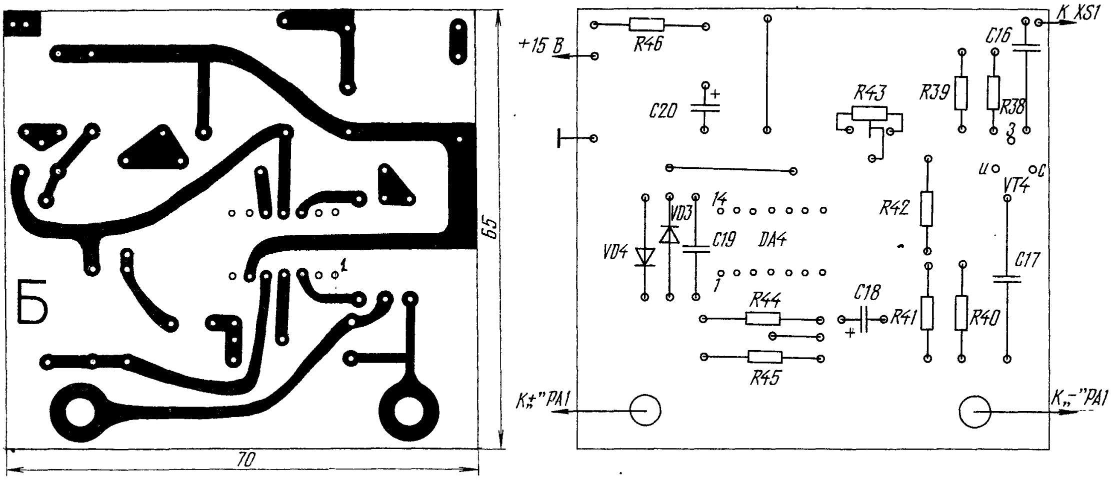
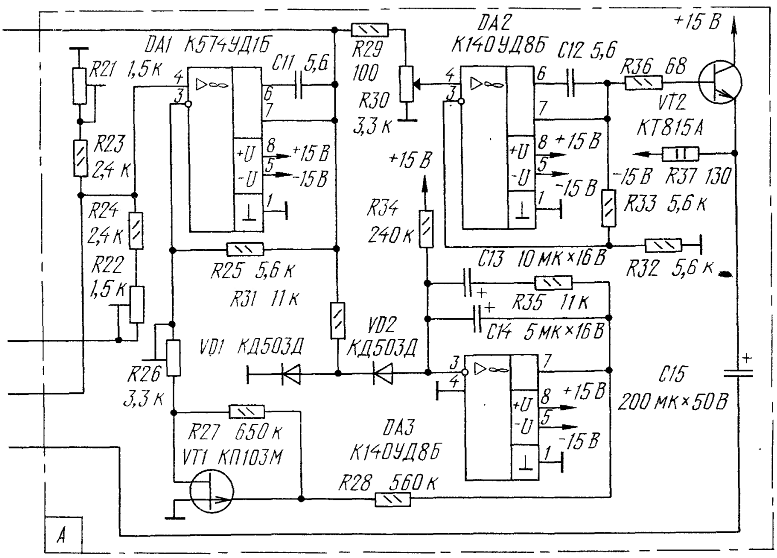



Рис. 3

влияния на параметры цепи) составляет $U_x = UR_x/(R_д + R_x)$.

Обозначив отношение постоянных величин $U/R_д$ через коэффициент K и обеспечив условие $R_x/R_д << 1$ во всем диапазоне измерений сопротивлений, выражение упрощается до вида $U_x \approx KR_x$ (с погрешностью, не превышающей точности измерения), откуда видно, что измеряемое напряжение пропорционально величине измеряемого сопротивления резистора.




Перед измерением необходимо произвести калибровку шкалы милливольтметра путем установки такой величины напряжения U, при котором падение напряжения на калибровочном резисторе $R_к$ (при включении SA и отключенном $R_x$) вызовет отклонение стрелки прибора на конечное деление шкалы. В этом случае вся шкала прибора будет соответствовать величине калибровочного резистора $R_к$.

При измерении индуктивности те же закономерности, что и при измерении сопротивления резистора, только вместо калибровочной катушки индуктивности включают резистор, эквивалентный реактивному сопротивлению катушки для частоты питающего напряжения.

Измерение емкости конденсатора отличается тем, что измеряют падение напряжения от протекающего через него тока на дополнительном резисторе $R_д$, включенным последовательно с конденсатором. В этом случае калибровка шкалы прибора производится с помощью калибровочных конденсаторов. Сопротивление дополнительного резистора в этом случае должно быть значительно меньше реактивного сопротивления конденсатора на частоте измерения. Измеряемое на дополнительном резисторе падение напряжения пропорционально величине емкости конденсатора.

Принципиальная схема прибора показана на рис. 2. Измеритель состоит из узла коммутации калибровочных резисторов и конденсаторов, генератора, вырабатывающего фиксированные частоты 159 Гц и 15,9 кГц, и милливольтметра переменного тока.

В узел коммутации входят переключатель пределов измерения SA1, переключатель рода работ SA2 и переключатель (или кнопка) калибровки SA3. На приводимой схеме положения переключателей показаны для измерения резисторов на пределе 1 МОм. В схеме прибора (рис. 2) резисторы R7—R13 калибровочные при измерении сопротивления резисторов и индуктивностей катушек, а R14—R20 — дополнительные. При измерении емкостей конденсаторов резисторы R1—R6 дополнительные, а конденсаторы C1—C6 калибровочные.

Генератор (узел А) выполнен на микросхемах: DA1 — задающий генератор по схеме с мостом Вина в цепи положительной обратной связи, DA2 — неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи 2, DA3 — интегратор. Изменение частоты генератора достигнуто переключением конденсаторов C7—C10. В семи верхних по схеме положениях переключателя SA1 генератор обеспечивает колебания с частотой 159 Гц, а в двух нижних — 15,9 кГц. Для получения достаточно мощного измерительного сигнала на выходе неинвертирующего усилителя применен усилитель тока на транзисторе VT2. Резистором R30 (при замкнутом положении переключателя SA3) осуществляют калибровку прибора перед выполнением измерений. Генератор стабилен в работе и обладает коэффициентом гармоник не хуже 0,05%.

Милливольтметр переменного тока (узел Б) выполнен на транзисторе VT3 и микросхеме DA4. Каскад на полевом транзисторе, выполненный по схеме истокового повторителя, увеличивает входное сопротивление устройства до 100 МОм. Стрелочный измеритель PA1 включен на выходе усилителя в диагональ выпрямительного моста на диодах VD3, VD4 и резисторах R44, R45. Шкала милливольтметра линейна, погрешность измерений практически определяется классом применяемого стрелочного измерителя.

В конструкции прибора применен стрелочный измеритель типа М906 с током полного отклонения 50 мкА. Переключатели SA1 и SA2 галетные, типа ПГГ — 9П6Н и 3П1Н соответственно. Переключатель SA3 типа ТВ1-1.

В качестве калибровочных использованы резисторы С2-10, С-13, С2-14, остальные резисторы типа МЛТ или ОМЛТ. Конденсаторы КТ-1, КСО, МБМ, К73-17, К50-6, К50-20, возможно применение и других типов. Точность измерений прибора в определяющей мере зависит от подбора калибровочных конденсаторов, дополнительных и калибровочных резисторов, поэтому их необходимо подобрать с точностью не хуже ±0,5%. Если же эти элементы использовать с точностью ±0,1...0,25%, то погрешность измерения практически сведется к точности используемой измерительной головки микроамперметра.

Операционные усилители К574УД1 и К140УД8 могут быть использованы с любыми буквенными индексами и возможна взаимная их замена без изменения рисунка печатной платы. Кроме того, вместо микросхемы К574УД1 можно применить К544УД2, а вместо К553УД2 микросхему К153УД2, но для каждого из этих

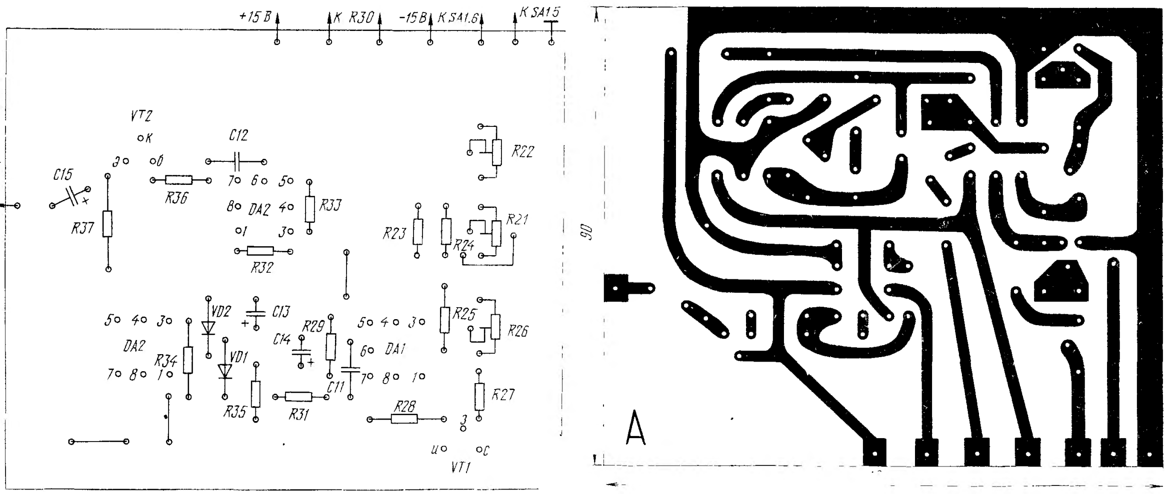


**Рис. 4**

случаев потребуется изменить рисунок токоведущих дорожек платы.

Кроме указанных на схеме типов диодов, можно использовать диоды Д311А, Д18, Д9. Транзистор КП103М можно заменить на любой транзистор из группы КП103, а КП303В — на КП303Г или КП303Е. В качестве транзистора VT2 применим любой транзистор из групп КТ815 или КТ817.

Корпус прибора выполнен из дюралюминия толщиной 4 мм. На передней панели установлены измерительная головка, органы управления и гнезда для подключения измеряемого элемента.

Все калибровочные и дополнительные элементы подпаяны непосредственно к выводам переключателя SA1, а элементы генератора и милливольтметра размещены на двух печатных платах (рис. 3 и 4) из фольгированного стеклотекстолита с односторонней металлизацией. На плате генератора транзистор VT2 следует разместить на теплоотводящем радиаторе с площадью теплорассеивающей поверхности 50 см$^2$. Плата милливольтметра закреплена непосредственно на выходных зажимах стрелочной измерительной головки.

Налаживание измерителя следует начать с регулировки генератора. При правильно выполненном монтаже и исправных элементах вращением движка подстроечного резистора R26 генератор устанавливают в устойчивый режим работы. Удобно наблюдать настройку генератора по экрану осциллографа, а частоту определять по электронно-счетному частотомеру.

Для установки генератора на частоту 159 Гц переключатель SA1 ставят в любое из семи верхних по схеме положений и с помощью подстроечных резисторов R21 и R22 регулируют значение частоты. Если пары конденсаторов C7, C10 и C8, C9 подобраны с точностью не хуже ±1%, то настройку на частоту 15,9 кГц производить не требуется, она обеспечивается автоматически.

Налаживание милливольтметра сводится к установке подстроечным резистором R43 стрелки микроамперметра на последнее деление шкалы при подаче на вход милливольтметра напряжения 0,05 В частотой 15,9 Гц. Затем проверяют соответствие отклонения стрелки прибора при подаче на вход напряжения 0,05 В частотой 15,9 кГц. При исправных элементах схемы это обеспечивается автоматически, никаких подстроек не требуется.

Для удобства отсчета показаний шкалу микроамперметра следует выполнить на 100 делений или использовать готовую от аналогичного микроамперметра на 100 мкА, установив ее взамен шкалы 50 мкА.

**В. ЛАВРИНЕНКО**

# ЦИФРОВОЙ МУЛЬТИМЕТР

Ниже приведено описание простого цифрового мультиметра с микросхемой КР572ПВ5А, содержащий, кроме нее, лишь одну цифровую микросхему К561ЛП2, необходимую для управления запятыми индикатора.

Прибор обеспечивает измерение постоянного напряжения (в вольтах) и тока (в миллиамперах), а также сопротивления (в килоомах) в пяти диапазонах с верхними пределами 0,199, 1,999, 19,99 199,9 1999. Погрешность измерений ± (0,2% — 1 младшего разряда). Входное сопротивление вольтметра — 11 МОм, падение напряжения при измерении тока не превышает 0,2 В. Питается мультиметр от батареи «Крона» или аккумулятора 7Д-0,115, потребляемый ток — около 1,6 мА, на пределе 0,199 омметра он увеличивается на 1 мА.

Схема мультиметра приведена на рис.1. При измерении постоянное напряжение поступает через делитель R11—R16 на входы + Вх и — Вх микросхемы DD2. Сопротивление большинства резисторов делителя выбрано кратным 10, что облегчает их подбор. Сопротивление нижнего плеча (R15R16) делителя должно быть 1,111 кОм — оно образовано параллельным подключением резисторов 1,2 кОм и 15 кОм. При использовании резисторов делителя с допуском 0,1% никакого дополнительного подбора их не потребуется.

При измерении постоянного тока входы + Вх и — Вх DD2 подключены к одному из шунтов R17 — R21, через которые протекает измеряемый ток. Использование двух секций (SA2.2 и SA2.3) переключателя пределов измерений для коммутации шунтов позволяет исключить влияние нестабильности сопротивления контактов на погрешность измерений и выход из строя прибора в момент переключения пределов.

Как указывалось выше, микросхема КР572ПВ5А имеет встроенный источник опорного напряжения 2,8 В ± 0,4 В, его плюс подключен к выводу 1 микросхемы и для удобства обозначен за 0 В. Вывод 32 опорного напряжения микросхемы обозначен — 3 В и использован в качестве аналогового общего провода мультиметра. Образцовое напряжение 100 мВ получено из опорного на делителе R22 — R25.

Принцип работы омметра проиллюстрирован на рис.2. Опорное напряжение приложено к делителю из трех резисторов — токозадающего (R1 — R5), образцового (R6 — R10) и измеряемого. Токозадающий резистор подобран так, что падение напряжения на образцовом резисторе составляет около 100 мВ. Отношение напряжений на измеряемом и образцовом резисторах с точностью до множителя $10^n$ является сопротивлением измеряемого резистора и отображается на индикаторе мультиметра.

При измерении резисторов различных величин может несколько меняться ток через токозадающий резистор, но это не отразится на результатах измерений, так как микросхема DD2 измеряет отношение напряжений. Не влияет на точность и некоторое уменьшение напряжения опорного источника под нагрузкой (на диапазоне 0,199 кОм она составляет около 1 мА).

Кнопка SB1 необходима для того, чтобы образцовое напряжение подавалось на входы + $U_{обр}$ и — $U_{обр}$ независимо от того, подключен измеряемый резистор или нет. При ее отсутствии показания омметра будут устанавливаться слишком долго. Для отсчета показаний необходимо нажать кнопку SB1 после подключения измеряемого резистора.

Первое положение подвижного контакта переключателя SA1 после состояния «ВЫКЛ» служит для контроля напряжения питания, которое через делитель R26 — R28 подается на входы микросхемы DD2. Показания мультиметра в этом режиме не зависят от положения переключателя диапазонов SA2.

Подключенные к микросхеме DD2 резисторы R36 и R37 и конденсатор C5 являются частотозадающими элементами генератора, резистором R36 устанавливается

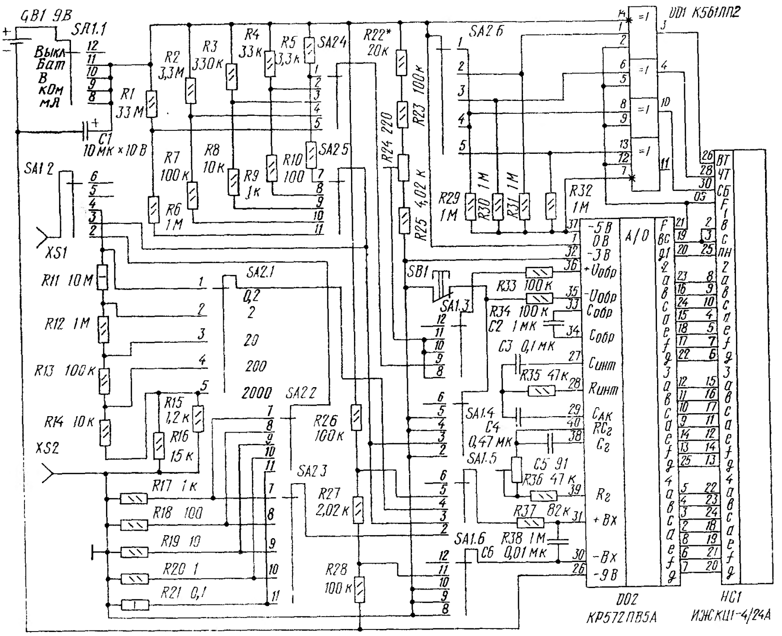



Рис. 1

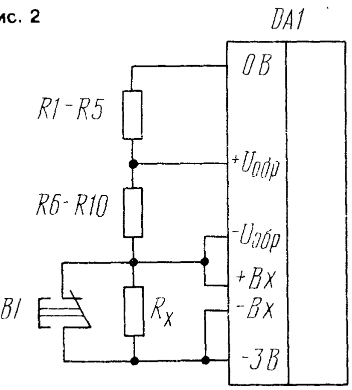



Рис. 2

частота генерации 50 кГц. Конденсатор С3 и резистор R35 — элементы интегратора, конденсатор С4 работает в цепи автокоррекции, С2 служит для запоминания образцового напряжения. Цепь R38C6 служит для фильтрации входного напряжения АЦП, R33 и R34 защищают микросхему DD2 от перенапряжений в режиме омметра при случайном подключении прибора в устройство, находящееся под напряжением.

Управление местоположением запятой при отсчете показаний осуществляет микросхема DD1. На объединенные входы ее элементов подан сигнал с частотой около 60 Гц с выхода F микросхемы DD2, при логических 0 на других входах элементов они повторяют этот сигнал, напряжение на электродах запятых синфазно напряжению общего электрода и запятые погашены. Если на вход одного из элементов DD1 подается логическая 1 с переключателя SA2.6, этот элемент начинает инвертировать сигнал 60 Гц, напряжения на электроде соответствующей запятой и на общем электроде становятся противофазными, запятая высвечивается. В использованном автором индикаторе запятой после младшего разряда (крайний правый) нет, но в других индикаторах она может быть, поэтому цепь выхода четвертого элемента DD1 (вывод 11) также разведена на печатной плате.

Напряжение питания микросхема DD1 получает от специального стабилизатора (несколько меньшего 5 В), имеющегося в микросхеме DD2 (вывод 37).

Резисторы R6 — R21 следует подобрать с точностью 0,1%, в крайнем случае — 0,2%. В конструкции мультиметра использованы резисторы С2-29 мощностью 0,125 Вт. Резистор R21 состоит из десяти параллельно соединенных резисторов мощностью 0,125 Вт, R11 — из пяти последовательно соединенных резисторов мощностью 0,25 Вт.

Остальные резисторы могут быть с большим допускаемым отклонением, однако R22, R23, R25 — R28 должны быть стабильными, например С2-29. Резисторы R26 — R28 могут иметь и другие значения сопротивления, но коэффициент деления делителя должен быть 0,01 ± 0,1%. Резистор R27 составлен из двух: С2-29 2 кОм 0,125 Вт 0,1% и МЛТ-0,125 20 Ом 10%. Резистор R1 — КИМ-0,125, подстроечные резисторы — СП3 — 19а. Остальные резисторы — МЛТ-0,125.

Конденсаторы С3 и С4 типа К73-11 на напряжение 63 В, С2 — К73-17 на 63 В с допустимым отклонением не более 10%. Конденсатор С1 — К50-6.

Переключатели SA1 и SA2 типа ПГ2-11-6П6Н, на принципиальной схеме дана нумерация контактов, приведенная на галетах переключателей. Кнопка SB1 — микропереключатель МП7 со специально изготовленным толкателем.

В мультиметре использован жидкокристаллический индикатор ИЖКЦ1-4/24А,

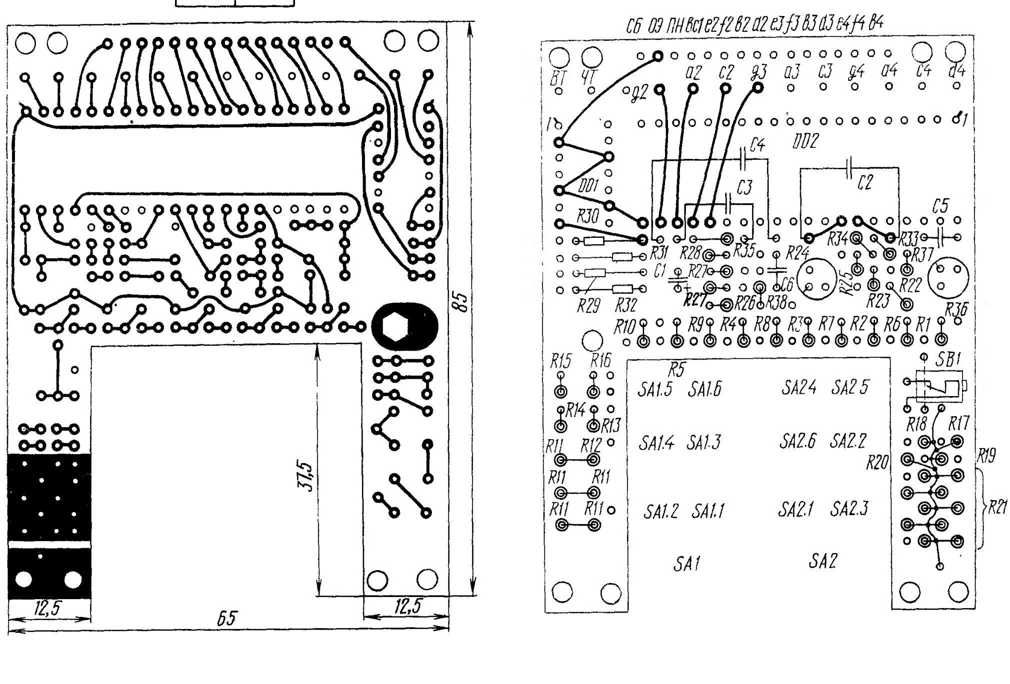



Рис. 3

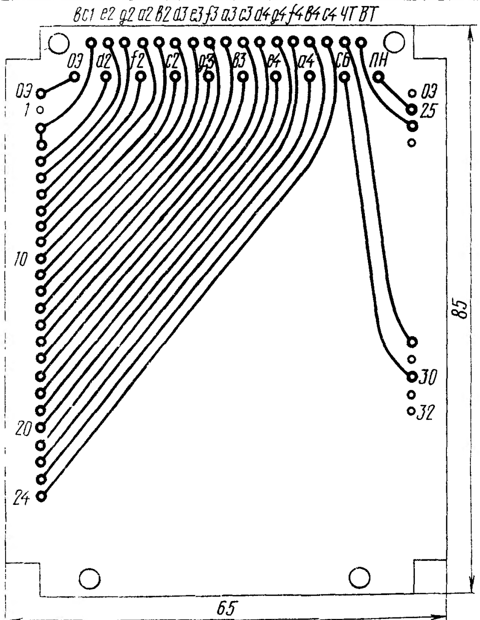



Рис. 4

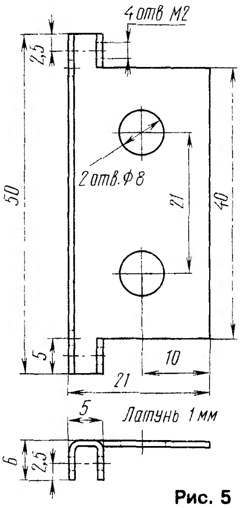



Рис. 5

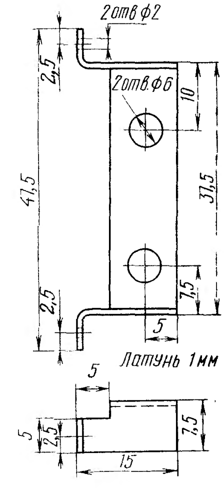



Рис. 7

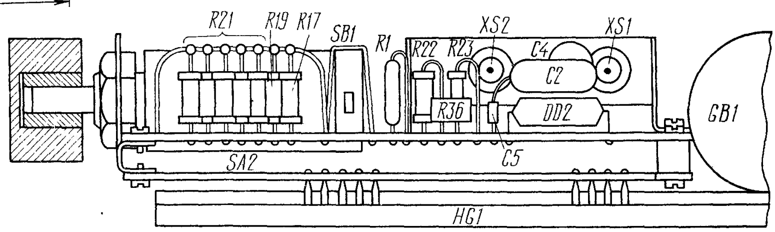



Рис. 6

используемый для работы в электронных часах. Этот индикатор не имеет запятых, в нем невозможна отдельная индикация сегмента g первого разряда для знака «минус», поэтому в качестве запятых используются сегменты дней недели «ВТ», «ЧТ», «СБ», что вполне приемлемо, а в качестве знака «минус» — сегмент «ПН». Более удобно было бы использование индикатора ИЖКЦ5-4/8.

Элементы мультиметра, кроме переключателей и батареи питания, расположены на двух печатных платах из фольгированного стеклотекстолита. Размер обеих плат — 65x85 мм. Основная плата — двусторонняя. На рис. 3, а приведено расположение проводников и деталей, на рис. 3, б — проводников с другой стороны платы. На рис. 4 показано расположение проводников на односторонней плате для подпайки индикатора.

Переключатели установлены на кронштейне из латуни толщиной 1 мм (рис. 5). Этим же кронштейном скреплены между собой обе платы с одной стороны. С другой стороны они соединены между собой с помощью двух латунных резьбовых втулок диаметром 5 мм и такой же высотой (рис. 6). Входные гнезда установлены на небольшом кронштейне (рис. 7) над микросхемой DD1 и резисторами R29 — R32.

Конденсаторы C2 — C4 расположены над микросхемой DD2.

Переключатели снабжены двенадцатигранными ручками-барабанами, изготовленными из алюминия. На грани одной ручки нанесена гравировка режимов измерения, другой — пределов измерения. От осей переключателей ручки изолированы диэлектрическими втулками.

Платы мультиметра размещены в полистироловом корпусе с габаритными размерами 116x72x34 мм.

Сборку и настройку мультиметра следует проводить в следующем порядке. На основную печатную плату установить детали, за исключением R1 — R23 и переключателей, подать напряжение питания и измерить опорное напряжение $U_{оп}$ между выводами 32 и 1 микросхемы DD2, отключить питание. По измеренному напряжению рассчитать необходимые сопротивления резисторов:

R22 + R23 = 40$U_{оп}$ (R — кОм, U — В);

R1 = (10...11) $U_{оп}$ (R — МОм, U — В).

Резисторы R2 — R5 должны быть в 10, 100 и т.д. раз меньше R1. Далее подобрать стабильные резисторы R22 и R23 для обеспечения их необходимой суммы с допуском ±2%, для R1 — R5 допуск 10%. На принципиальной схеме указаны номиналы этих резисторов для опорного напряжения 3 В.

Установить переключатели, произвести монтаж их цепей проводом МГТФ 0,07 или 0,14, установить все оставшиеся резисторы. Общий провод шунтов R17 — R21 выполнен в виде скобы из медного луженого провода, впаянной концами в плату. Провод от гнезда XS2 к этой скобе должен быть проложен отдельно от других цепей и подключен к концу скобы у резисторов R21, остальные проводники этой цепи могут быть проложены произвольно и подключены к этой скобе на другом ее конце. Шунты R19 — R21 должны быть подключены к секциям переключателя SA2 двумя проводниками, каждый проводник к своей секции (у R21 для этого предусмотрены два контакта). Поскольку почти все резисторы устанавливаются вертикально, в большинстве случаев при отсутствии необходимого номинала их можно составлять из двух последовательно включенных резисторов.

Микропереключатель SB1 закреплен на плате с помощью проволочного хомутика.

Подключив частотомер через резистор не менее 51 кОм к выводу 38 микросхемы DD2 и к плюсу батареи питания, проверить возможность регулирования частоты генератора микросхемы резистором R36 в пределах не менее 45...55 кГц. При необходимости подобрать резистор R37. Установить частоту генератора 45 кГц.

Откалибровать вольтметр подстроечным резистором R24, подав на его вход контролируемое точным вольтметром напряжение 1,8...1,9 В. Установив входное напряжение, максимально близкое к предельному значению на этой шкале, сменив его полярность, должен появиться знак «минус». Если показания прибора при этом будут отличаться более чем на единицу младшего разряда, необходимо подобрать номинал R35. Для этого последовательно с R35 подключить подстроечный резистор 47 кОм и, плавно увеличивая его, добиться равенства показаний при положительном и отрицательном входном напряжении. Заменить резистор R35 на резистор с суммарным подобранным сопротивлением или несколько более и установить частоту генератора 50 кГц, что обеспечит необходимый запас по линейности.

Затем следует проверить правильность показаний вольтметра на других пределах, работу омметра и миллиамперметра.

Из-за несовершенства микросхемы и утечек по плате омметр имеет систематическую погрешность — занижает показания на 0,1 — 0,2%. Для ее исключения целесообразно резисторы R6 — R10 подобрать с минусовым допуском той же величины (0,1 — 0,2%) или вместо них использовать по два последовательно включенных резистора (вместо R6 — два по 499 кОм, вместо R7 — два по 49,9 кОм и т.д.).

Напряжение, подаваемое на вход мультиметра на диапазоне 1999 В, не должно превышать 500 В.

**С. БИРЮКОВ**